SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

# l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N.° 21-22

ANNO XIV
1942 - XXI

Una Nuova Tecnica Della Radiomusicalità

Modello
8A28

Voce di Primavera

PUBBLICITÀ MAGNETI MARELLI

SUPERETERODINA A 8 VALVOLE con amplificazione di alta frequenza a grande potenza d'uscita • 3 gamme in onde corte • 1 in onde medie • 1 in onde lunghe • 6 circuiti accordati • potenza di uscita 10 Watt indistorti • 2 altoparlanti • presa per fono riproduttore • ingresso bilanciato per l'impiego dell'Antenna Antiparassitaria "Magneti Marelli" • occhio magico • valvole originali FIVRE • alimentazione a C. A. per tensioni comprese fra i 100 e 220 V. e 42 100 periodi.

RADIOMARELLI

IL MEGLIO IN RADIO
RADIO MARELLI

L. 5.-

# Officina Costruzioni Radioelettriche S. A.

Telef. 97-039 - 97-505 MILANO Via Alleanza N. 7

*Radio apparecchiature precise*

**PONTE DI MISURA RC MODELLO 1094**

**— Prospetti a richiesta —**

ANNO XIV - NUM. 21 e 22 • NOVEMBRE 1942 - XXI

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Abbonamenti: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. 45 - Semestre L. 24 - ESTERO rispettiv. L. 80 e L. 45

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO 24 - MILANO - Tel. 72.908 - C.P.E. 225-438 - Conto Corr. Postale 3/24227

# TELEVISIONE (XXIV)

## I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

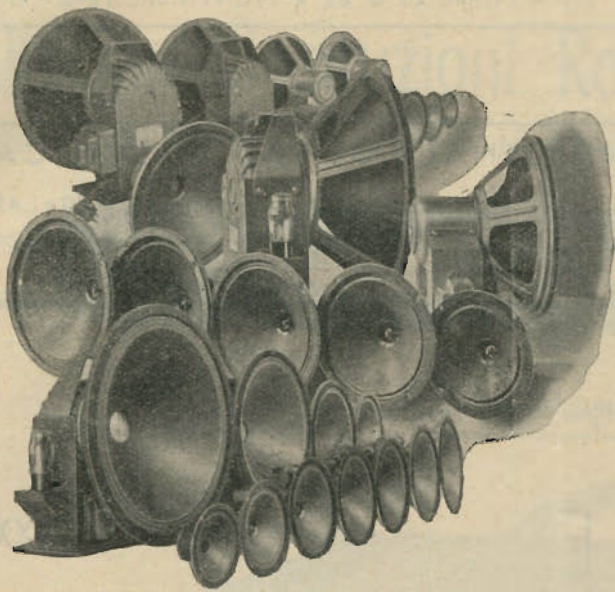
Prof. Rinaldo Sartori

5030 Continuazione vedi N. 19-20

### Ragioni che consigliano di migliorare la sensibilità dell'iconoscopio.

Vogliamo brevemente tornare ad insistere sulle ragioni che hanno indotto a cercare di migliorare la sensibilità degli iconoscopi, perchè riteniamo legittimo il dubbio che tale ricerca possa non essere necessaria, data la perfezione dei risultati raggiunti con tali dispositivi. In realtà tale perfezione va considerata soltanto da un punto di vista relativo, cioè in rapporto a quanto si poteva ottenere con i sistemi che hanno preceduto l'invenzione dell'iconoscopio, ma non da un punto di vista assoluto. La conclusione che si può trarre dalla lunga esperienza fatta con gli iconoscopi è che, mentre tali tubi sono sufficientemente sensibili per permettere la trasmissione di immagini eccellenti sia trasmettendo da uno studio appositamente attrezzato, sia trasmettendo scene riprese all'esterno, un notevole miglioramento nella qualità della trasmissione si può ottenere soltanto a prezzo di aumentare la sensibilità delle camere di ripresa in confronto a quella raggiungibile con l'iconoscopio. Alcuni esempi serviranno meglio di qualunque ragionamento a chiarire le idee in proposito.

In condizioni ordinarie, con una lente di fuoco 4,5 e lunghezza focale di circa 20 cm. (paragonabile a quelle delle buone macchine da ripresa cinematografica), per ottenere con un iconoscopio una buona immagine è necessario che la scena da

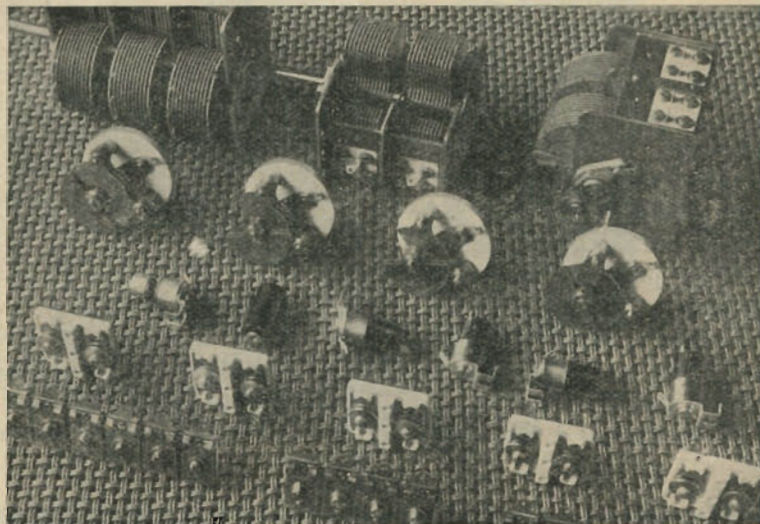
SOMMARIO

SOCIETA' ANONIMA

# GELOSO

## MILANO

**FABBRICAZIONE DI MATERIALE RADIOELETTRICO**

Telegrammi: "SAJGERADIO"
Telefoni: 54183, 54184, 54185, 54187, 54193
Stabilimenti: Viale Brenta 29 e 18 - Via Brembo 3
Direzione Uffici: Viale Brenta 29
Filiali: ROMA, Via Faà di Bruno 12
NAPOLI - Via Nazario Sauro 30
Commissionaria per l'Italia e Colonie:
Ditta G. GELOSO - Viale Brenta, 29 - Milano
Telefono 54183

Tutti gli accessori per la costruzione degli apparecchi radioriceventi, elettroacustici e televisivi. Apparecchi radioriceventi completi - Amplificatori per installazioni elettrosonore. Complessi centralizzati di elettroacustica - Amplificatori per cinesonoro - Apparecchiature professionali per uso civile e militare - Impianti per comunicazioni bilaterali in altoparlante - Apparecchi a tenuta stagna per installazioni elettroacustiche di bordo (interfonici) - Ricevitori e trasmettitori speciali per uso marittimo - Ecogoniometri - Distanziometri - Scandagli - Idrofoni

"BOLLETTINO TECNICO GELOSO,, Trimestrale gratuito di radio telefonia e scienze affini

trasmettere sia illuminata con un illuminamento di 10.000 o 20.000 lux. Ora negli studi la quantità di luce necessaria può essere graduata a piacimento mediante l'installazione di lampade sufficientemente potenti; pertanto sarà sempre possibile ottenere l'illuminamento a cui si è accennato, senza grandi nè insuperabili difficoltà. Però un tale illuminamento non è affatto piacevole per chi lo deve sopportare (operatori ed attori); si pensi infatti che d'estate l'illuminamento alla luce diretta del sole è di circa 90.000 lux, cioè neppure cinque volte quello richiesto per una buona trasmissione. Il principale inconveniente sarà quindi quello di un eccessivo sviluppo di calore che non consentirà in nessun caso una lunga permanenza sotto i riflettori che illuminano la scena da trasmettere.

Ma un inconveniente maggiore si riscontra se si esamina la così detta profondità di fuoco delle immagini trasmesse con l'iconoscopio. Il termine qui introdotto sarà certamente familiare a chi si interessa di fotografia. Per il lettore che non fosse dilettante o professionista fotografo ricorderò che la profondità di fuoco di una data immagine è rappresentata dalla distanza che un oggetto può percorrere allontanandosi od avvicinandosi dalla lente della macchina fotografica o della macchina da ripresa cinematografica, senza che l'immagine risulti apprezzabilmente deformata per diffusione, ossia per la creazione di un alone con contorni sfumati. In altre parole per ogni data lente risulta fissata una distanza ben precisa a cui deve trovarsi un oggetto perchè la sua immagine risulti netta con contorni ben definiti, però anche punti più o meno lontani dalla lente, rispetto a quelli esattamente a fuoco, possono ancora dare un'immagine con contorni abbastanza netti in rapporto alla profondità di fuoco della lente.

Ora si trova che la profondità di fuoco del sistema di lenti usate come obbiettivo ha grande importanza nel determinare la sensibilità di un iconoscopio. Tale risultato è perfettamente nuovo, perchè non trova riscontro nel funzionamento delle macchine fotografiche. Infatti per entrambi i casi (macchina fotografica e camera televisiva) la profondità di fuoco è determinata esclusivamente dal diametro dell'obbiettivo, essendo tanto maggiore quanto minore è questo. Però nel caso della macchina fotografica, poichè l'annerimento della lastra sensibile dipende soltanto dall'intensità di illuminazione della lastra stessa, si può aumentare la profondità del fuoco senza diminuire la sensibilità. Basta per questo ridurre le dimensioni dell'immagine e la distanza focale, mantenendo costante il rapporto tra il diametro della lente e la stessa distanza focale (apertura o luminosità dell'obbiettivo): la quantità di luce raccolta dall'obbiettivo sarà conseguentemente ridotta, ma resterà la stessa per ogni unità di area, cioè resterà invariata l'intensità di illuminazione.

Ciò invece non è possibile con l'iconoscopio: ogni riduzione del diametro della lente, mentre aumenta la profondità di fuoco e quindi la qualità delle immagini, riduce in conseguenza la sensibilità dell'iconoscopio. Infatti l'intensità del segnale visivo all'uscita dall'iconoscopio non dipende soltanto dall'intensità della luce che colpisce il mosaico, ma dipende anche dalla velocità con cui il fascio esploratore descrive il mosaico stesso. In altre parole, per una data frequenza di esplorazione, l'intensità del segnale visivo è proporzionale al totale flusso luminoso e non soltanto alla sua intensità, cioè al flusso riferito all'unità di area. Di conseguenza se si opera come per la macchina fotografica allo scopo di aumentare la profondità di fuoco, cioè se si riduce l'area del mosaico e la distanza focale dell'obbiettivo, mantenendo costante il loro rapporto, si lascia sì inalterata l'intensità di illuminazione del mosaico, ma si riduce proporzionalmente il flusso luminoso incidente e quindi la sensibilità del mosaico. In conseguenza un aumento della profondità di fuoco dell'iconoscopio può essere ottenuto soltanto riducendo il diametro della lente obbiettivo ed aumentando la sensibilità dell'iconoscopio. Ecco quindi che a ragioni puramente pratiche ed organizzative, quali sono quelle esposte in precedenza, si aggiungono ora ragioni di carattere tecnico per ricercare un aumento della sensibilità dell'iconoscopio: quello cioè di creare le condizioni necessarie perchè le immagini trasmesse per televisione abbiano la stessa profondità di fuoco, o per lo meno paragonabile, di quelle ottenute con le macchine cinematografiche da ripresa e da proiezione.

Il desiderato aumento della sensibilità fu dapprima cercato per mezzo di metodi svariati. Dapprima si pensò di migliorare l'iconoscopio in sè stesso migliorando l'emissione fotoelettrica ed il funzionamento del mosaico. Altri progressi furono compiuti curando la costruzione degli amplificatori e dei circuiti di accoppiamento in modo da aumentare la sensibilità del complesso iconoscopio e circuiti amplificatori connessi. Ma tutte queste vie di progresso presentano senza dubbio un limite, oltre il quale è quasi impossibile andare, a meno di battere una strada completamente diversa.

Un sostanziale miglioramento si ottenne infatti soltanto quando si pensò di utilizzare l'emissione secondaria per aumentare la sensibilità dell'iconoscopio. Dapprima si usarono moltiplicatori ad emissione secondaria, di cui eventualmente si parlerà in seguito, per amplificare il segnale elettrico fornito dall'iconoscopio; poi, e con risultato indubbiamente migliore, si usò l'emissione secondaria per amplificare direttamente l'immagine: si ebbe così l'iconoscopio ad immagine, di cui abbiamo parlato e di cui ora richiamiamero in forma più ampia i reali e sostanziali vantaggi.

## Vantaggi offerti dall'iconoscopio ad immagine.

In primo luogo il mosaico dell'iconoscopio deve essere contemporaneamente sensibile alla luce ed avere un elevato rapporto di emissione secondaria. Ciò costituisce una difficoltà, perchè non è sempre facile ottenere sostanze che siano ugualmente sensibili dal punto di vista dell'emissione fotoelettrica e dell'emissione secondaria, ed abbiano nello stesso tempo una sensibilità ai colori paragonabile a quella dell'occhio.

Invece nell'iconoscopio ad immagine il fotocatodo, essendo nettamente distinto dal mosaico, può essere migliorato con relativa facilità. Così mentre nel mosaico dell'iconoscopio semplice una sensibilità massima di 15 microampere per lumen è ben difficilmente superabile, nell'iconoscopio ad immagine il fotocatodo può raggiungere sensibilità anche di 50 microampere per lumen, cioè più di tre volte superiori.

Inoltre sul fotocatodo dell'iconoscopio ad immagine si può far agire un campo elettrico acceleratore di elevata intensità, così da allontanare praticamente tutti i fotoelettroni emessi per effetto della sua illuminazione; cioè il rendimento della trasformazione dell'immagine ottica in immagine elettronica è sul fotocatodo praticamente molto prossimo al cento per cento. Invece sul mosaico dell'iconoscopio semplice il campo elettrico che allontana i fotoelettroni non può essere molto intenso, perchè esso costituisce un freno per gli elettroni del fascio esploratore; in conseguenza soltanto una parte dei fotoelettroni emessi dal mosaico viene da esso allontanata, ossia il rendimento della trasformazione dell'immagine ottica in ammigine elettrica è qui molto ridotto, aggirandosi tra il 20 ed il 30 per cento.

In secondo luogo, poichè il mosaico dell'iconoscopio ad immagine funziona soltanto come sorgente di elettroni secondari, e non anche come sorgente di fotoelettroni, è possibile scegliere le sostanze e costruire il sistema in modo che il rendimento della formazione dell'immagine elettrica sul mosaico sia molto elevato. Su questo punto non entreremo in dettagli, perchè essi ci porterebbero troppo lontano; ci basta di aver segnalato il fatto e di aver indicato quali sono le ragioni che rendono l'iconoscopio ad immagine di gran lunga superiore all'iconoscopio semplice.

## Costruzione dell'iconoscopio ad immagine.

Vogliamo ora dire poche parole sulla costruzione dell'iconoscopio ad immagine soprattutto per quanto riguarda la formazione del fotocatodo e del mosaico.

Il catodo fotoelettrico è indubbiamente uno degli elementi più importanti del tubo e forse il più difficile da preparare. Una delle forme più convenienti è quella di un disco di vetro, che può costituire il fondo del tubo, sul quale viene evaporata una pellicola d'argento estremamente sottile. Questo argento viene poi ossidato provocando su di esso una scarica in atmosfera di ossigeno a bassa pressione. Finalmente viene introdotto nell'involucro del cesio e viene chiuso il tubo. La sensibilizzazione definitiva è fatta aggiungendo un'altra sottilissima pellicola di argento. La preparazione completa e l'attivazione del fotocatodo viene condotta a termine dopo che il tubo è stato montato e vuotato, e dopo che è stato attivato il catodo termoionico del cannone elettronico. Ciò richiede d'introdurre preventivamente nel tubo una sorgente di argento da evaporare in modo che essa non influisca sul funzionamento del tubo stesso. Si dispone pertanto nell'interno del tubo un filamento di argento, il quale possa essere spostato, mediante scosse o vibrazioni in una psizione che non produce alcuna perturbazione nella forma del campo elettrico all'interno del tubo, nè determini alcun ostacolo al movimento degli elettroni.

Quanto al mosaico esso deve soddisfare alle seguenti condizioni:

*a*) la capacità tra il mosaico e la sua piastra posteriore deve essere di circa 100 picofarad per $cm^2$. Il valore di questa capacità non è critico, e può essere molto più piccolo o più grande, ma deve essere uniforme su tutta la superficie del mosaico;

*b*) la resistenza, tanto attraverso il dielettrico che separa il mosaico dalla piastra, quanto lungo la superficie del mosaico stesso, deve essere molto elevata;

*c*) il coefficiente di emissione secondaria e le velocità iniziali degli elettroni secondari devono essere elevati e anch'essi uniformi su tutta la superficie.

Per preparare mosaici di tale natura si conoscono diversi sistemi. I più semplici sono i seguenti.

Si può procedere come per prerare il mosaico dell'iconoscopio ordinario. Una lastra di mica, dello spessore di circa 5 centesimi di millimetro, viene ricoperta su un lato con una pellicola conduttrice che costituisce la piastra posteriore, mentre sull'altro lato si deposita un grandissimo numero di minutissime gocce d'argento. Dopo che il tubo è vuotato, l'argento è ossidato e ricoperto di cesio. In questo modo è relativamente facile ottenere una superficie uniforme.

Un altro sistema per preparare un ottimo mosaico consiste nel lasciare la mica pulita sulla faccia anteriore, nel produrre su di essa una scarica in atmosfera di ossigeno e quindi esporla al vapore di cesio. L'emissione secondaria e la sensibilità sono più elevate che nel caso precedente, ma è molto più difficile ottenere un mosaico uniforme.

Finalmente alla mica si può sostituire una polvere isolante finemente divisa e distesa su una lastra metallica, che costituisce la piastra posteriore. Il resto procede come prima. La sensibilità di questo tipo di mosaico è molto più elevata di quella dei tipi precedenti; anche l'uniformità è molto buona. La tecnica della sua preparazione è però piuttosto complicata.

*(continua)*

# INFLUENZA DEL FATTORE "STABILITÀ DI FREQUENZA" NELLE COMUNICAZIONI RADIO CAMPALI

2480/1

Dott. ing. P. Andrietti

E' noto che per ogni collegamento radio è assegnata una ben determinata frequenza di lavoro, scelta in modo da ridurre al minimo il pericolo di reciproci disturbi. In periodo bellico le norme relative, a questa distribuzione di frequenza evidentemente di carattere internazionale, soffrono di molte eccezioni, tuttavia resta sempre stabilito che ogni trasmissione deve avvenire su una lunghezza d'onda scelta secondo ben determinati criteri.

La emissione avviene generalmente ad una frequenza che non è esattamente quella nominale, ma che ne differisce di una certa percentuale, per due ragioni.

*a*) per errore di taratura: il trasmettitore, sintonizzato con l'aiuto di un ondametro, o mediante tabelle o scale graduate, ha una frequenza media che si discosta da quella nominale di una certa misura (errore di taratura) dipendente dalla maggiore o minore esattezza dei sistemi adoperati per la sintonia.

*b*) la frequenza durante l'emissione non è stabile ma varia in diversa misura a seconda delle caratteristiche del trasmettitore (instabilità di frequenza).

Le norme internazionali ammettono un errore massimo, complessivo per le due cause sopra esposte, che per le emissioni campali non dovrebbe superare 1/5000 del valore nominale. In altre parole la frequenza di emissione non dovrebbe variare rispetto al valore nominale che entro i limiti del $\pm$ 0,0002.

La distribuzione delle varie frequenze è scelta in base a questo valore del massimo divario ammissibile fra frequenza nominale ed effettiva, cioè i vari canali di emissione sono fissati in modo che due emissioni (che stiano nel limite sopradetto del $\pm$ 0,0002 del valore nominale) non abbiano mai a sovrapporsi, ma possano esser ricevuti distintamente da uñ ricevitore di opportune caratteristiche.

Oltre a queste ragioni diremo di carattere generale, vi sono altre importanti ragioni di carattere più contingente che impongono un limite alle massime variazioni della frequenza di lavoro.

Quando un collegamento è di carattere unilaterale, cioè avviene tra posti ben determinati, è spesso possibile aggiustare il ricevitore sulla frequenza da ricevere, e compensare le eventuali variazioni di lunghezza d'onda di lavoro. Tuttavia anche in questo caso quando una emissione sia di frequenza troppo instabile, oltre a disturbare ed esser disturbata da stazioni vicine, può venire inutilizzata in quegli istanti in cui il ricevitore non è stato esattamente sintonizzato.

Inoltre in alcuni casi (aeroplano da caccia, carro armato) l'operatore non ha la possibilità di fare quel paziente lavoro di ricerca che è necessario per seguire una emissione instabile.

La situazione è molto peggiore quando il collegamento avviene tra tre o più posti, ognuno dei quali deve poter parlare con tutti gli altri.

E' il caso, ad esempio, di una squadriglia di aeroplani che deve collegarsi con terra ed interbordo.

In questi casi è indispensabile che la emissione di tutti gli apparati sia alla stessa frequenza, e cioè che la taratura e la stabilità siano tali da assicurare questa identità di frequenza.

TUTTI potete diventare
**RADIOTECNICI - ELETTRO-MECCANICI - DISEGNATORI MECCANICI, EDILI, ARCHITETTONICI, ecc. o PERFETTI CONTABILI**
senza lasciare le ordinarie occupazioni, iscrivendovi all'
**Istituto dei Corsi Tecnico - Professionali per Corrispondenza - Via Clisio, 9 - ROMA**
CONDIZIONI SPECIALI PER RICHIAMATI ALLE ARMI — CHIEDETE PROGRAMMI GRATIS

## Cause di instabilità di frequenza.

Esaminiamo ora le cause e la portata delle variazioni di frequenza in un trasmettitore.

La frequenza di emissione è di solito determinata da un circuito risonante in parallelo, inserito sul collegamento di griglia o di placca della « valvola in reazione ».

Detto circuito risonante è formato da una induttanza ($L$) e da un condensatore generalmente variabile da cui si devono aggiungere la capacità dei collegamento, quella interna della valvola ecc. ($C$).

Essendo, come è noto, la frequenza inversamente proporzionale a $\sqrt{LC}$, ogni variazione di questi elementi provoca una variazione di frequenza, cioè dà luogo alla instabilità di frequenza sopra discussa.

La causa principale di variazione della L e della C durante il funzionamento del trasmettitore è data dall'aumento di temperatura che si verifica per il riscaldamento della valvola e dalla dissipazione di energia per effetto ohmico nel circuito oscillante. Più precisamente ad un aumento di temperatura corrisponde un aumento di induttanza e di capacità, e quindi una diminuzione di frequenza.

Il fenomeno, molto sensibile nei primi istanti dopo che è stato acceso il trasmettitore (soprattutto per il riscaldamento della valvola oscillatrice) prosegue più lentamente, fino a che si raggiunge la stabilizzazione dopo un periodo che può essere anche di alcune ore.

La frequenza di emissione ha quindi un andamento di questo genere (fig. 1). In questo diagramma figura una breve sospensione della emissione con valvole accese, dopo che era quasi raggiunta la stabilità, e conseguente ripresa dell'emissione.

E' quindi indispensabile che le operazioni di sintonia di un trasmettitore vengano eseguite dopo almeno 15 minuti di funzionamento. Anche la ripresa del servizio dopo un lungo periodo di riposo dovrebbe essere preceduta da alcuni minuti di preriscaldamento.

Anche la variazione della tensione di alimentazione può dar luogo a sensibili scarti nella frequenza di emissione. Infine cause accidentali quali deformazioni meccaniche, variazioni di temperatura ambiente ecc. possono essere l'origine d'instabilità di frequenza.

(*continua*)

TERZAGO · MILANO

Lamelle di ferro magnetico tranciate per la costruzione dei trasformatori radio - Motori elettrici trifasi - monofasi - Indotti per motorini auto - Lamelle per nuclei - Comandi a distanza - Calotte - Serrapacchi in lamiera stampata - Chassis radio - Chiedere listino

VIA MELCHIORRE GIOIA N. 67 • TELEFONO N. 690.094

# NOTE PER GLI OPERATORI DELLE STAZIONI TRASMITTENTI

## LO STADIO AMPLIFICATORE DI POTENZA PROCEDIMENTI DI ACCORDO E MESSA A PUNTO

2484/5 (Continuazione vedi N. 19-20)

*G. Termini – Per. ind. rad.*

*L'Amplificatore di potenza.* — Come è noto lo amplificatore di potenza ha il compito di erogare l'energia nel sistema di carico della stazione (aereo), nella misura voluta per ottenere i necessari fenomeni spaziali entro una determinata area di servizio. Per fissare le idee in merito al funzionamento di tale stadio e chiarire le manovre richieste all'operatore, è necessario considerare il comportamento dello stadio di potenza nel quadro dell'intera stazione.

Il concetto fondamentale da tener presente è rappresentato anche qui dal funzionamento del tubo, preso in esame dal punto di vista della legge di dipendenza che esiste fra il circuito di uscita e quello di entrata. Ciò conduce a una prima conclusione di notevole importanza e cioè che gli stadi che precedono l'amplificatore di potenza hanno esclusivamente il compito di fornire l'elemento elettrico di comando dell'amplificatore e che tale grandezza risulta da essi determinata nella duplice misura della frequenza di funzionamento e della tensione necessaria (1). Praticamente l'operatore agisce sul comportamento di tali stadi, determinando la sola frequenza di funzionamento. Nelle apparecchiature a cui ci si riferisce e cioè in quelle impiegathe a bordo degli aeromobili, si impongono evidenti limitazioni tecniche e di servizio atte a semplificare le manovre. In effetti, anche se gli stadi che precedono l'implificatore di potenza sono più d'uno, l'operatore deve solo agire, con un'unica manovra, sulla frequenza di funzionamento, essendo già stabilito ogni altro elemento, quale, ad esempio, le condizioni di accoppiamento fra stadio e stadio, ecc.

Premesso ciò riguardo al circuito di entrata dell'amplificatore è necessario esaminare il comportamento del circuito di uscita.

Osserviamo subito che il circuito di uscita del tubo, e cioè il circuito anodico, rappresenta l'elemento indubbiamente più importante dell'intera apparecchiatura. Nel circuito anodico non dobbiamo solo ritrovare la frequenza di funzionamento dtlla stazione, ma ottenere anche l'energia nella misura di potenza richiesta. Il circuito anodico dell'amplificatore deve trovarsi in condizione di erogare l'energia voluta per creare sul sistema di carico della stazione (aereo), i necessari fenomeni spaziali con i quali si realizzano le radiocomunicazioni. Si può quindi concludere che una misura della potenza erogata dalla stazione è deducibile conoscendo il valore di uno degli elementi elettrici di uscita dello stadio, dai quali essa dipende.

Gli elementi elettrici di cui si parla sono, evidentemente, la corrente anodica e la tensione ai capi del carico. Vedremo in seguito a quale elemento è conveniente riferirsi, e per quale ragione e con quale criterio. Per ora è sufficiente stabilire che dal valore di uno di tali elementi si ha un'indicazione notevolmente precisa del funzionamento della stazione e che inoltre si viene a conoscere le condizioni di lavoro del tubo che sono particolarmente delicate, per la forte erogazione di potenza richiesta. Come conclusione di quello che è stato trattato allo scopo di inquadrare lo studio dell'amplificatore di potenza, si può dunque dire che il circuito anodico dello stadio in esame, rappresenta l'elemento più importante della stazione, per il fatto che da esso si ottiene l'energia di trasmissione nella misura voluta. In conseguenza di ciò, le condizioni di lavoro della stazione sono essenzialmente espresse dal funzionamento dell'amplificatore di potenza e, più precisamente dal valore degli elementi elettrici di uscita. Concludiamo rilevando l'importanza che assume il funzionamento dell'amplificatore nel quadro delle caratteristiche di servizio della stazione. A tale ragione è necessario seguire con adeguati dispositivi di verifica il funzionamento del tubo; inoltre, e non poche volte, è consigliabile separare gli organi di regolazione dell'amplificatore da quelli degli stadi che lo precedono. Di ciò si dirà più avanti e cioè dopo aver interamente chiarito il funzionamento dell'amplificatore di potenza.

Valendoci delle osservazioni fatte fin qui, è facile dedurre le condizioni di funzionamento. Si deve cioè lavorare in modo da ottenere una forte erogazione di potenza. Inoltre è da tener conto del

(1) *E anche della potenza, perchè l'amplificatore funziona normalmente in classe C o B, e quindi richiede una potenza di eccitazione.*

rendimento anodico; l'importanza di esso è notevolissima, perchè la potenza spesa per l'alimentazione anodica del tubo è sempre importante (2). Va tenuto anche presente che realizzando un rendimento anodico elevato si diminuiscono le perdite di energia che trasformandosi in calore risultano di difficile dissipazione e conducono il tubo a lavorare in condizioni indubbiamente difficili per la sua integrità e durata. L'amplificatore di potenza deve quindi lavorare in condizioni di forte erogazione e di elevato rendimento anodico. E' cioè evidente la necessità di andare in classe C. Si ha dunque una tensione base di griglia molto più negativa del potenziale d'interdizione e una tensione di comando sufficientemente elevata per far si che la corrente anodica possa raggiungere la regione della corrente di saturazione.

Si rileverà successivamente che nel nostro studio non viene esaminato il lato griglia dell'amplificatore. La ragione è evidente quando si pensa che l'eccitazione del tubo è convenientemente stabilita in sede di collaudo. Notiamo infatti che l'operatore, e già si è detto, non ha modo di regolare la tensione di eccitazioni del tubo, anche se la stazione è provvista di un dispositivo di verifica delle condizioni di eccitazione (determinazione dell'intensità di corrente di griglia).

(2) *Anche e specialmente in confronto alla potenza spesa per l'alimentazione degli stadi che precedono l'amplifiicatore finale.*


OSCILLATORE A.L.B. n. 2

a 2 VALVOLE IN CONTINUA - a 3 IN ALTERNATA

Cinque gamme d'onda: da 12 a 3000 m. - Bobine intercambiabili - Schermatura perfetta a mezzo fusioni in alluminio - Pannello di grande spessore inossidabile - Indice a molla - Modulazione interna ed esterna - Curve tracciate a mano per ogni apparecchio - Possibilità di avere qualsiasi altra bobina per altre gamme.

SOLIDITÀ - PRECISIONE - COSTANZA

**ING. A. L. BIANCONI - MILANO**

**VIA CARACCIOLO N. 65 - TELEFONO N. 93-976**

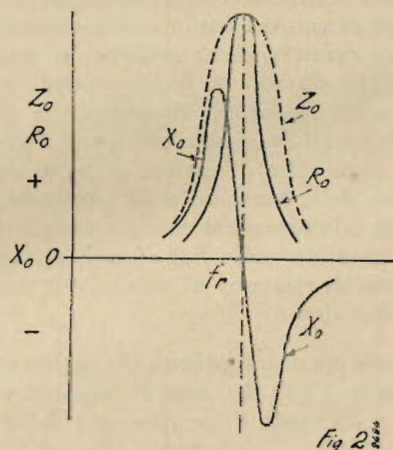

In ogni caso, riterremo cioè presente la tensione di eccitazione nella misura necessaria per condurre il funzionamento del tubo nelle condizioni previste. Ciò che richiede invece un esame accuratamente dettagliato è il lato anodo dell'amplificatore, perchè si ha in esso l'erogazione di potenza necessaria alla trasmissione.

Fig. 1

Risulta cioè evidente che lo studio dovrà essenzialmente condursi al circuito di carico dell'amplificatore, dal quale l'aereo riceve l'energia di trasmissione.

Il problema teorico della determinazione del circuito di carico, è immediatamente risolto, tenendo presente la necessità di ottenere ai capi del carico una tensione sensibilmente sinusoidale, anche se la corrente che vi entra in esso non lo è. Per meglio intendere la cosa è sufficiente considerare che per ottenere una forte erogazione di potenza e un elevato rendimento anodico, il tubo deve funzionare in classe C, nel qual caso, il diagramma della corrente anodica riporta il periodo, ma non la forma della tensione eccitatrice. Ne segue che è conveniente ricorrere a un circuito oscillatorio alimentato in parallelo e sintonizzato sulla frequenza di lavoro della stazione. E' evidente che così facendo si viene ad avere un circuito di carico la cui impedenza raggiunge il massimo valore per la frequenza di funzionamento della stazione, essendo il carico sintonizzato su di essa. Si realizza con ciò la condizione necessaria affinchè il tubo venga ad erogare la massima potenza. E' da notare che il nostro studio dovrà considerare dettagliatamente una tale relazione fra la potenza erogata e l'impedenza del carico, per cui se ne parlerà ampliamente á suo tempo e cioè dopo aver

esaminato le proprietà fondamentali che caratterizzano i circuiti oscillatori alimentati in parallelo.

Consideriamo cioè il circuito oscillatorio di fig. 1; come è noto i due rami del circuito comprendono rispettivament una capacità, $C$, ed una induttanza $L$. Si rileverà inoltre una resistenza $r$,

nella quale può conglobarsi, con notevole approssimazione, l'intera resistenza del circuito oscillatorio, anche se tale resistenza $r$ si è supposto localizzata nel solo rame induttivo.

Per rendere evidenti i fenomeni che c'interessano, è ora da ricordare che a un circuito oscillatorio di carico alimentato in parallelo, può essere convenientemente sostituito un circuito composto di una resistenza $R_0$ in serie ad una reattanza $X_0$. Si ha cioè un circuito alimentato in serie che è equivalente al circuito alimentato in parallelo, perchè i valori di $X_0$ e di $R_0$ sono stabiliti in modo da condurre l'impedenza $Z_0$ del circuito in serie al medesimo valore offerto dal circuito in parallelo.

Se ora si fa la rappresentazione grafica su due assai ortogonali dei valori di reattanza $X_0$ e di resi-

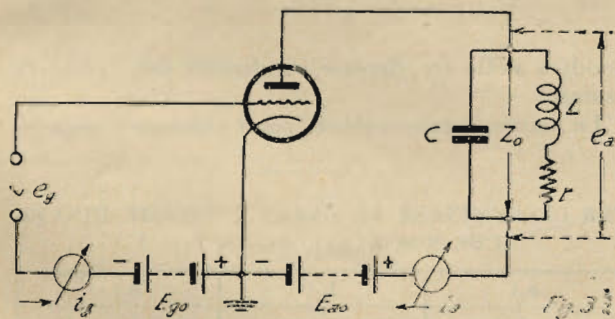



Fig. 3. - *Schema di principio di uno stadio amplificatore di potenza.*

stenza $R_0$, successivamente ottenuti in relazione alle variazioni di frequenza eseguite intorno al valore $fr$ di risonanza, si perviene alle curve riportate nella fig. 2. L'impedenza risultante $Z_0$, raggiunge il suo valore massimo alla frequenza di risonanza $fr$. A tale frequenza il circuito si comporta come una semplice resistenza, il cui valore, $R_{0\,max}$, dipende dal valore degli elementi adottati in circuito e cioè $C$, $L$ ed $r$. Si può osservare facilmente che l'impedenza del circuito decresce rapidamente per frequenze diverse dalla frequenza di risonanza. Se invece si ammette che la frequenza della tensione applicata ai capi del circuito assume un valore costante, $fr$, l'impedenza di esso segue la medesima variazione modificando il valore della capacità in circuito. Si può cioè concludere che regolando opportunamente il valore della capacità, l'impedenza del circuito raggiunge un valore massimo, corrispondente ad una semplice resistenza $R_{0\,max}$. In tali condizioni si dice che il circuito oscillatorio è in risonanza con la frequenza della tensione applicata in esso. Noi non procederemo qui più oltre nello studio dei circuiti oscillatori; studieremo invece i fenomeni che si verificano quando si collega un circuito del genere sull'anodo dell'amplificatore di potenza. Si esamini cioè la fig. 3. In essa abbiamo riportato lo schema di principio di un amplificatore di potenza, limitando il circuito agli elementi di studio. Un facile esame ci permette di conoscere i dispositivi di verifica adottati; essi sono due milliamperometri per c.c., di cui uno sul circuito di griglia e uno sul circuito di placca.

Da tale schema risulta inoltre applicata una tensione $e_g$ alternata, in serie alla tensione base di polarizzazione $E_{g0}$, mentre tra anodo e catodo è applicata una tensione costante $E_{a0}$.

Esaminiamo ora ciò che avviene quando il circuito di carico del tubo è completamente dissintonizzato rispetto alla frequenza della tensione di eccitazione. Da quanto detto in precedenza, il circuito di carico può ammettersi sostituito da una impedenza equivalente, in serie all'anodo. Il valore di questa impedenza è, in questo caso, notevolmente esiguo.

Se invece si varia la capacità del circuito di carico, il valore dell'impedenza aumenta rapidamente fino a raggiungere il suo valore massimo quando, per il particolare valore raggiunto della ca-


**ALFREDO ERNESTI**

LABORATORIO SPECIALIZZATO PER AVVOLGIMENTI E RIAVVOLGIMENTI DI PICCOLI TRASFORMATORI STATICI FINO A 2 KW.

Impedenze - bobinette per riproduttori fonografici, per cuffie e speciali. Bobine a nido d'ape per primari di aereo, di MF, per oscillatore, ecc. Tutti i riavvolgimenti per Radio. Lavori accurati e garantiti.

VIA LAZZARETTO, 16 - MILANO - TELEF. N. 273-855

pacità e il valore dell'induttanza adottato, il circuito di carico è in risonanza con la frequnza della tensione di eccitazione. Questa regolazione è chiaramente seguita dal milliamperometro inserito sul circuito anodico ed è appunto ciò che ha valore notevolissimo e che rappresenta la parte essenziale del nostro studio. A tale scopo è necessario esaminare le caratteristiche statiche $I_a$, $v_a$, tracciate nella fig. 4. Noto ora il valore della tensione di alimentazione $Ea_o$, e determinato sull'asse relativo (ascissa), il punto corrispondente, si tracciano le rette *a*, *b*, *c*, ciascuna delle quali ha una pendenza che si riferisce a un particolare valore dell'impedenza di carico. Dato così il concetto in linea generale, preciseremo che la pendenza di ciascuna retta (o tangente dell'angolo che essa forma con l'ordinata) è esattamente uguale al reciproco dei diversi valori d'impedenza considerati. Così facendo si ha una rappresentazione grafica delle condizioni di funzionamento del tubo in relazione all'impedenza del carico anodico. A tali rette si dà appunto il nome di rette di carico. E' da osservare che mediante tali rette si risolvono agevolmente numerosi problemi, quali, ad esempio, la variazione del punto di funzionamento in conseguenza di una tensione alternativa applicata fra griglia controllo e catodo, ecc. (G. TERMINI, *Caratteristiche statiche e dinamiche dei tubi e loro impiego;* « l'antenna », n. 5, 1941, pag. 69).

Riprendendo il nostro studio dobbiamo quindi esaminare le tre rette di carico *a*, b, c. Di esse diciamo anzitutto che si riferiscono ai seguenti valori dell'impedenza di carico:

1) quando il circuito di carico raggiunge le condizioni di ottimo; retta *a*;

2) quando il circuito di carico è in risonanza sulla frequenza della tensione di griglia ed è chiamato inoltre ad una moderata erogazione di energia sull'aereo; retta *b;*

3) quando il circuito di carico ha un elevato rapporto $L/C$ ed è accordato sulla frequenza della tensione di griglia, e quando l'aereo viene escluso dal trasmettitore; retta *c*.

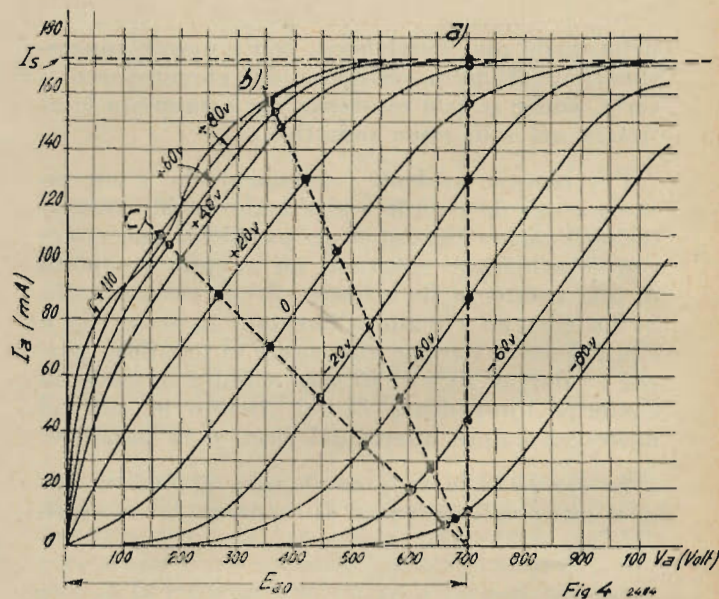
Pur non dilungandoci in dettaglio sul significato di tali rette di carico, se non quanto basta per dedurre le spiegazioni dei fenomeni che c'interessano, è necessario precisare alcune cose che ad esse si riferiscono.

Anzitutto è da tener presente che queste linee di carico si riferiscono soltanto a un carico anodico a carattere puramente ohmico. Nel nostro caso questa condizione è raggiunta solo quando il circuito oscillatorio risulta in risonanza con la frequenza della tensione applicata sull'elettrodo di controllo, e anche quando trovandosi notevolmente dissintonizzato, presenta una impedenza trascurabile alla frequenza della tensione di comando.

Dalla famiglia di caratteristiche statiche riportate nella fig. 4, e dalle relative rette di carico, si passa alle corrispondenti caratteristiche dinamiche della fig. 5 a). Con queste curve, *a*), *b*) *e c*), si ha la rappresentazione grafica dei valori di corrente anodica in relazione alle condizioni di funzionamento del tubo e cioè al comportamento del carico.

E' da osservare che conoscendo i valori dell'impedenza di carico e avendo a disposizione l'intera famiglia di caratteristiche statiche, si ottengono le caratteristiche dinamiche corrispondenti a ogni valore del carico in esame, riportando su un sistema di assi ortogonali (ascissa e ordinata), i punti determinati su ogni retta di carico, in relazione a differenti valori della tensione $e_g$ di comando. Per meglio seguire tale procedimento si esaminino con cura le curve tracciate nelle figg. 4 e 5 a), verificando l'andamento di ciascuna di esse in relazione ai dati riportati in calce.

Consideriamo ora applicata fra griglia controllo e catodo una tensione alternata di ampiezza $e_g$, e determiniamo graficamente l'andamento della corrente

Fig 4

anodica nelle tre diverse condizioni del carico in esame.

Le curve corrispondenti sono ottenute seguen-

---

PER DETERMINARE LE CARATTERISTICHE DINAMICHE RIPORTATE NELLA FIG. 5

| $a_1$) | | $b_1$) | | $c_1$) | |
|---|---|---|---|---|---|
| Ego volt | ia m. A. | Ego volt | ia m. A. | Ego volt | ia m. A. |
| — 80 | 12 | — 80 | 9 | — 80 | 7 |
| — 60 | 44 | — 60 | 27 | — 60 | 19 |
| — 40 | 88 | — 40 | 52 | — 40 | 35 |
| — 20 | 130 | — 20 | 78 | — 20 | 52 |
| 0 | 157 | 0 | 104 | 0 | 70 |
| + 20 | 170 | + 20 | 130 | + 20 | 88 |
| + 40 | 172 | + 40 | 148 | + 40 | 101 |
| | | + 60 | 154 | + 60 | 106 |
| | | + 80 | 158 | + 80 | 109 |

do i procedimenti normali di proiezione dei punti corrispondenti alla tensione alternata $e_g$, sulle caratteristiche dinamiche del tubo.

Un facile esame delle curve riportate nella figura 5 b) ci permette di conoscere il comportamento del tubo riguardo alle relazioni che si determinano nei tre casi fra l'andamento della corrente anodica e il valore della differenza di potenziale $e_a$, che si ottiene ai capi del carico. Più precisamente da tali curve si rilevano facilmente i seguenti fatti:

1) Il circuito anodico è percorso da impulsi di corrente, $i_a$, conseguenti alle condizioni di funzionamento del tubo; (evidentemente in classe C.);

2) Sintonizzando il circuito di carico sulla frequenza della tensione di eccitazione, si stabilisce ai capi di esso una differenza di potenziale sensibilmente sinusoidale, per quanto il diagramma della corrente anodica non segua tale legge.

Come si è detto l'importanza di quest'ultimo fenomeno è notevolissima.

Consideriamo ora la caratteristica dinamica rappresentata dalla curva *al*). Abbiamo detto che essa è ottenuta dissintonizzando completamente il circuito di carico. In queste condizioni l'impedenza del carico è da considerare pressochè nulla. L'intensità della corrente anodica, $i_a$, aumenta rapidamente fino a raggiungere la regione della corrente di saturazione, in conseguenza all'ampiezza della tensione alternata $e_g$ applicata. Inoltre è noto che la differenza di potenziale che si determina ai capi del carico è proporzionale al valore dell'impedenza di esso.

Quando il circuito è completamente dissintonizzato, l'impedenza alla frequenza di lavoro è pressochè nulla, per cui la differenza di potenziale che si stabilisce ai capi è da considerare senz'altro trascurabile.

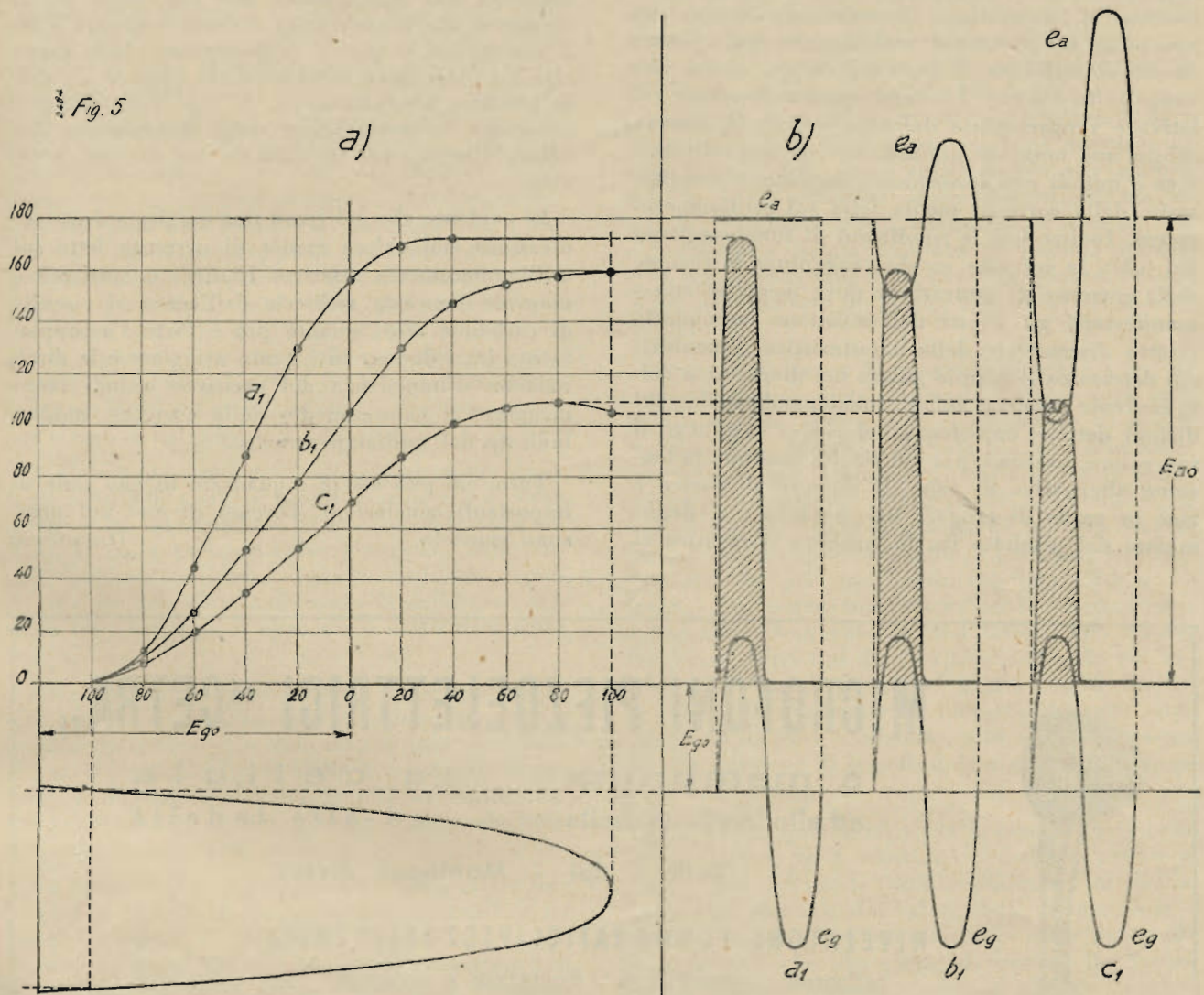



Fig. 5. - *Caratteristiche dinamiche e andamento degli elementi elettrici di uscita dal tubo.* $a_1$) *quando il circuito di carico è completamente disintonizzato;* $b_1$) *quando è incluso l'aereo e il circuito di carico è accordato;* $c_1$) *quando è escluso l'aereo col circuito di carico accordato.*

Segue da ciò una prima conclusione importantissima e cioè che non si verifica alcuna variazione di tensione sull'anodo del tubo. In secondo luogo non si manifesta alcuna erogazione di potenza. Non si ha cioè la conversione dell'energia spesa per l'alimentazione anodica del tubo, in energia alternata ai capi del carico. L'energia di alimentazione è quindi dissipata interamente dal tubo sotto forma di calore.

Riguardo alla verifica pratica è facile osservare che il milliamperometro collegato sul circuito anodico, rileverà il valore medio di tale corrente, che è, in queste condizioni, relativamente elevato.

Vediamo ora quello che avviene quando il circuito di carico è sintonizzato sulla frequenza della tensione di eccitazione. Consideriamo il caso che non esista un circuito di utilizzazione della potenza che si stabilisce ai capi del carico, e cioè che venga tolto l'aereo. La caratteristica dinamica relativa è rappresentata dalla curva c1). Si osserva subito una notevole diminuzione di corrente anodica e quindi una conseguente importante diminuzione della corrente media letta sul milliamperometro. Inoltre per le condizioni di funzionamento del tubo, la corrente anodica raggiunge la regione della corrente di saturazione dove incominciano a manifestarsi gli effetti dell'emissione secondaria (tratto discendente della caratteristica dinamica); ciò determina il doppio guizzo nel diagramma della corrente anodica. Infine, funzionando nelle condizioni dette, l'impedenza del carico raggiunge il suo valore massimo, per cui risulta massima la tensione alternativa ai capi. Il circuito di carico è cioè in grado di erogare una potenza *c.a.* determinata dal prodotto fra la tensione alternativa $e_a$ e la corrente $i_a$. A tale ragione si verifica una conversione di energia, per cui il concetto del rendimento anodico assume un preciso significato.

Alle due condizioni del carico prese in esame se ne aggiunge ora la terza e cioè quando il circuito di carico del tubo è chiamato ad erogare sull'aereo l'energia che si stabilisce in esso.

Vi è ora una cosa importantissima da ricordare. Si tratta di considerare i fenomeni introdotti nel circuito di carico dalla presenza di un circuito di utilizzazione (aereo). Comunque avvenga l'accoppiamento è ciò in senso qualitativo o del sistema adottato e non quantitativo o del grado di accoppiamento, il circuito di aereo aumenta la resistenza effettiva $r$ del circuito di carico. Si ha in conseguenza una diminuzione dell'impedenza $R_0$ di risonanza. La caratteristica dinamica relativa a tali condizioni è quella rappresentata dalla curva cl). Nel diagramma della corrente anodica $i_a$ e della tensione alternativa, $e_a$, ai capi del carico, si osservano le conseguenze della diminuzione del valore d'impedenza intervenuta nel circuito di carico.

E' evidente che ciò trova una corrispondente indicazione nel valore medio di corrente letto sul milliamperometro relativo. Inoltre, quanto più è notevole l'energia richiesta dall'aereo al circuito di carico, e cioè, quanto più è forte l'accoppiamento fra i due circuiti, tanto maggiore è la diminuzione d'impedenza del carico e quindi tanto maggiore il valore medio della corrente anodica indicato dal milliamperometro.

Tutto ciò può essere inquadrato in una serie di importanti conclusioni. Diremo di esse nel prossimo capitolo. *(Continua)*


MICROFONI PIEZOELETTRICI "CETRA,,

a membrana ad alto livello di uscita

a cellula ad alta fedeltà

Tutti i tipi - Montaggi diversi

RIVELATORI FONOGRAFICI PIEZOELETTRICI

Capsule piezoelettriche - Riparazioni e accessori

COMPLESSI FONOGRAFICI PIEZOELETTRICI E ELETTROMAGNETICI

Richiedere listino speciale

M. MARCUCCI & C. - MILANO

VIA F.lli BRONZETTI 37 - TELEFONO 52-755

Microfono piezoelettrico da tavolo

Microfono piezoelettrico a occhiello

# PROGETTO DI AMPLIFICATORI DI MEDIA FREQUENZA

2485/1

D. Ceccani

La selettività globale di un ricevitore è una delle caratteristiche predominanti che il progettista fissa a priori in base al tipo di apparecchio ed al genere di servizio che esso deve compiere. Si può asserire che fino ad oggi la massima parte dei progetti riguardava radioricevitori destinati alla ricezione di trasmissioni circolari di carattere civile, mentre solo in questi ultimi tempi altri tipi di apparecchi sono stati considerati da quasi tutti i tecnici, in vista del loro impiego per scopi bellici. E' noto infatti che in generale la radio fornisce alle truppe operanti una delle basi più sicure e più rapide per stabilire il collegamento a qualsiasi distanza ed in qualsiasi luogo. In particolare si può notare che in alcuni settori della guerra moderna i collegamenti vengono effettuati esclusivamente per mezzo della radio.

Tra gli apparecchi destinati alla ricezione della radiodiffusione civile e quelli destinati per scopi bellici esiste un complesso di notevoli differenze nei riguardi delle caratteristiche elettriche, delle caratteristiche meccaniche, della modalità di impiego ecc. Inoltre altrettanto notevoli differenze esistono tra i vari tipi di apparecchi destinati a scopi bellici.

Premesso che la quasi totalità degli apparecchi oggi sfrutta il principio del cambiamento di frequenza, in queste note sono trattati quei problemi che si presentano al progettista al momento di definire le caratteristiche dell'amplificazione di media frequenza di un dato ricevitore, essendo note di questo le condizioni di impiego.

Un esame delle condizioni in cui deve essere impiegato il ricevitore, permette già di stabilire in genere il valore approssimato della selettività richiesta. La separazione in frequenza convenuta per accordi internazionali tra le trasmittenti di radiodiffusione civile, che è di 9 a 10 kHz, permette di stabilire a priori la selettività del ricevitore a seconda della sua categoria (economico, di lusso, ecc.) nei riguardi dell'attenuazione delle bande laterali di modulazione; d'altra parte per tutti i ricevitori destinati ad usi civili è condizione indispensabile per ottenere una buona commerciabilità avere una elevata attenuazione del canale adiacente. Nel caso di ricevitori aventi un qualunque dispositivo di sintonizzazione automatica, è indispensabile ottenere curve di selettività molto appiattite perchè un'eventuale variazione di frequenza dell'oscillatore locale non provochi effetti di dissintonia apprezzabili. Quando si richiede elevata fedeltà di riproduzione è buona norma impiegare trasformatori a tre circuiti accordati sia per ottenere una elevata attenuazione del canale adiacente sia per mantenere bassa l'attenuazione delle frequenze di modulazione. In questo caso possono essere adottati anche sistemi a banda passante regolabile, oppure altri atti a compensare in bassa frequenza l'eventuale attenuazione delle alte frequenze di modulazione.

Trattandosi invece di ricevitori adibiti a scopi di comunicazione radiotelefonica le esigenze sono senz'altro diverse. Per questi è necessario di solito ottenere una selettività elevata sia per eliminare interferenze che potrebbero pregiudicare il collegamento, sia perchè così è possibile sistemare in una ristretta banda di frequenze un più elevato numero di canali di trasmissione. Comunque si tenga presente che per una buona intelligibilità della fonia è sufficiente trasmettere senza attenuazione apprezzabile frequenze di modulazione fino a 3000 Hz. circa. Altri tipi di ricevitori usati solo per ricezione di segnali telegrafici hanno caratteristiche di selettività estremamente elevate, ottenute con l'impiego di filtri a cristallo, allo scopo di assicurare la ricezione di segnali deboli anche nelle peggiori condizioni.

Questo per quanto riguarda la selettività globale del ricevitore. Se la selettività globale sia uguale o meno alla selettività dell'amplificatore di media frequenza, dipende dal valore delle frequenze impiegate sia per questo amplificatore come per quelli, eventuali, che precedono il circuito di conversione. Infatti i circuiti oscillanti offrono una attenuazione decrescente con l'aumentare della frequenza di risonanza, a pari deviazione assoluta; dalla qual cosa risulta chiaro che l'amplificatore di media frequenza essendo accordato su una frequenza inferiore di quella del segnale da ricevere, contribuisce per la maggior parte della selettività globale. Pertanto si può considerare che i circuiti di preselezione per frequenza oltre i 2 MHz. non forniscono alcun contributo alla selettività globale del ricevitore.

## Scelta della media frequenza.

La scelta della media frequenza può essere effettuata dopo avere accuratamente considerato i fattori seguenti:

1) Selettività globale desiderata;

2) Attenuazione della frequenza immagine;

3) Attenuazione della media frequenza nei circuiti di preselezione;

4) Banda di ricezione;

5) Interferenza sulle armoniche dell'oscillatore e della media frequenza;

6) Numero di circuiti accordati richiesto;

7) Sensibilità desiderata.

La massima selettività si ottiene usando dei filtri a cristallo nei circuiti di media frequenza; in questo caso buoni risultati si possono ottenere però solo con un aggiustamento accurato del ricevitore; il che ammette l'impiego di personale altamente specializzato. Con circuiti aventi filtri a cristallo si possono ottenere bande passanti dell'ordine di qualche centinaio di Hz anche con medie frequenze di valore elevato (600 ÷ 800 kHz); per la forte attenuazione che risulta nelle bande di modulazione questi dispositivi vengono usati esclusivamente per la ricezione di segnali telegrafici. Per ottenere selettività dello stesso ordine senza l'impiego di filtri a cristallo, è necessario ricorrere a medie frequenze di valore molto basso; a meno che si voglia e si possano impiegare moltissimi circuiti accordati. In genere per raggiungere lo scopo si utilizzano frequenze comprese tra 50 e 200 kHz. L'impiego dei filtri di banda composti, noti da qualche tempo solamente, permette di ottenere curve di selettività ideali, cioè piatte alla sommità e con fianchi notevolmente ripidi.

La media frequenza scelta ha una diretta influenza sul valore dell'attenuazione della frequenza immagine. Questa interferenza, che è la conseguenza diretta del circuito a cambiamento di frequenza, deve essere attenuata fino a diventare trascurabile. Le altre interferenze tipiche dei circuiti a cambiamento di frequenza si presentano di solito con ampiezza molto ridotta e perciò non vengono prese in considerazione. La selettività alla frequenza immagine può essere ottenuta in vari modi. Uno di questi consiste nell'impiegare un valore di media frequenza relativamente basso e realizzando nei circuiti di preselezione dei valori elevati di selettività con qualche sacrificio dell'amplificazione. In questo modo si ottiene una frequenza immagine alquanto vicina alla frequenza diretta, ma la selettività dei circuiti di preselezione è abbastanza elevata da sopprimere l'interferenza. Un sistema migliore consiste invece nell'impiego di un valore di media frequenza elevato, tale cioè da portare l'immagine molto lontano dalla frequenza di ricezione; in questo caso, dei circuiti di preselezione con selettività non eccellente sono sufficienti ad evitare l'interferenza. In genere si realizza un compromesso tra queste due soluzioni del problema. La seconda soluzione offre il vantaggio di poter variare a piacere l'amplificazione prima della conversione agendo semplicemente sull'accoppiamento dei trasformatori di alta frequenza, senza incidere in misura apprezzabile sull'attenuazione dell'immagine. Questa situazione è preferibile dal punto di vista del rapporto tra segnale e disturbo, giacchè, come è noto, essa aumenta con l'amplificazione nei circuiti di preselezione. In genere si può considerare che con una amplificazione maggiore di 5 nello stadio precedente la convertitrice, il fruscio presente nel ricevitore sia esclusivamente dovuto al circuito di ingresso ed alla prima valvola, che è notevolmente inferiore a quello generato nel circuito di ingresso della convertitrice.

Nei ricevitori destinati al servizio commerciale su frequenze superiori ai 5 MHz la selettività del circuiti di preselezione è talmente bassa che si richiede l'uso di medie frequenze superiori a 1500 kHz se si vuol mantenere entro limiti accettabili l'attenuazione della frequenza immagine. Per ottenere elevate selettività alla frequenza immagine sono stati recentemente sviluppati dei circuiti speciali che possono essere soddisfacentemente impiegati in qualche caso.

Può anche darsi il caso che si renda necessario l'impiego di due medie frequenze contemporaneamente nello stesso ricevitore; di solito la prima, di valore elevato (1500 ÷ 5000 kHz), segue immediatamente il circuito di conversione e serve ad assicurare un adeguato valore della selettività immagine; a questo stadio segue un oscillatore fisso che converte la prima media frequenza in una seconda media frequenza di valore più basso (50 ÷ 200 kHz) la quale ha lo scopo di assicurare un valore elevato della selettività per i canali adiacenti.

Un'altra forma di interferenza si verifica quando un segnale di frequenza eguale alla media frequenza raggiunge il circuito della convertitrice senza sufficiente attenuazione. Detta interferenza può essere ridotta rivolgendo una cura particolare ai circuiti di alta frequenza, od usando schermaggi adatti ed opportuni circuiti di filtraggio. A questo proposito ha grande importanza la scelta del valore della media frequenza che deve essere tale da non capitare in prossimità di frequenze destinate al servizio commerciale di stazioni di grande potenza. Poichè le frequenze riservate a questi servizi sono note la scelta della media frequenza può eliminare fin dall'inizio questa forma di interferenza.

Non è buona norma far capitare la media frequenza nella gamma di ricezione del ricevitore giacchè in tal caso si avrebbe funzionamento irregolare nell'intorno di detta frequenza.

Altra forma di interferenza, caratteristica dei circuiti a cambiamento di frequenza, è quella prodotta dal battimento tra un segnale in antenna e

le armoniche generate dal primo e dal secondo rivelatore. Per ridurre questo inconveniente è consigliabile mantenere l'amplificazione dei circuiti di preselezione ad un valore basso, accettabile nei riguardi del fruscio, e di curare al massimo grado il funzionamento del circuito dell'oscillatore. L'interferenza dovuta al battimento con le armoniche della media frequenza viene ridotta con un efficace schermaggio tra il circuito del secondo rivelatore ed il circuito di antenna, e filtrando adeguatamente l'uscita a bassa frequenza del secondo rivelatore; una buona scelta della media frequenza contribuisce anche ad eliminare questo inconveniente o per lo meno a relegarlo in una posizione della gamma che non possa pregiudicare il servizio per cui il ricevitore è stato destinato. Ad esempio, usando una media frequenza di 470 kHz, si potrà udire un fischio di interferenza intorno a 940 e 1410 kHz che sono rispettivamente la seconda e terza armonica della media frequenza. La media frequenza di 175 kHz usata estensivamente nel ricevitore fino a qualche anno fa, non dava luogo a questa forma di interferenza poichè il secondo ed il terzo armonico si trovavano al di fuori della gamma delle onde medie, e gli altri armonici erano talmente ridotti da non produrre interferenza.

Gli apparecchi per la ricezione di frequenze oltre i 20 MHz debbono avere medie frequenze superiori a quella dei ricevitori per radiodiffusione, non solo per esigenze di selettività alla frequenza immagine, ma anche e soprattutto per facilità di allineamento e di sintonizzazione. La sintonizzazione di segnali di tale frequenza con medie frequenze di valore basso risulta notevolmente difficile anche con l'aiuto di manopole demoltiplicate a forte rapporto e con oscillatori molto stabili. In tali condizioni la differenza percentuale tra le frequenze del circuito dell'oscillatore e di quello del segnale è talmente ridotta che è sommamente difficile evitare il trascinamento dell'oscillatore. Inoltre il minimo accoppiamento esistente tra i due circuiti, come ad esempio quello elettronico nella valvola convertitrice, fa si che una certa corrente alla frequenza dell'oscillatore passi nel circuito di alta frequenza producendo sensibili effetti dannosi. Ogni inconveniente viene pertanto eliminato con l'uso di una media frequenza dell'ordine di oltre 1000 kHz.

Nei riguardi dell'amplificazione non è necessario impiegare più di uno stadio nella media frequenza di valore inferiore ai 500 kHz. In queste condizioni e con una bassa capacità griglia-placca, le valvole di uso comune permettono di ottenere una amplificazione massima di 400. Per migliorare la selettività pertanto si rende necessario di aumentare il numero dei circuiti accordati: il che comporta anche un aumento nel numero delle valvole. Usando invece medie frequenze di valore superiore ai 500 kHz l'aumento del numero di stadi di amplificazione si rende necessario sia per ottenere la sensibilità desiderata sia per mantenere nei limiti accettabili la selettività; infatti con l'aumentare della frequenza la selettività e l'amplificazione per stadio diminuiscono. Quando si hanno vari stadi di amplificazione in cascata l'amplificazione totale è data dal prodotto delle amplificazioni di ogni singolo stadio, e analogamente per la selettività l'attenuazione globale può essere approssimativamente ottenuta moltiplicando i valori di attenuazione corrispondenti ad ogni stadio. Ciò vale naturalmente quando si sono prese le dovute precauzioni per mantenere entro limiti trascurabili la reazione fra gli stadi.

## Considerazioni sul rivelatore a diodo.

Si ricordi che il trasformatore di media frequenza che precede il rivelatore a diodo non dà più della metà della selettività che gli competerebbe qualora non fosse caricato dal rivelatore. In qualche caso questo valore scende anche al 30%; quando ad esempio si è obbligati ad usare bassi valori per il carico resistivo del rivelatore. Il fatto è vero in modo particolare quando l'energia per il CAV deve essere fornita da questo trasformatore. Si preferisce in genere progettare l'ultimo stadio di amplificazione di media frequenza in modo da soddisfare anzitutto le esigenze del CAV, anzichè quelle della selettività, allo scopo di evitare tutti gli inconvenienti del sovraccarico di detto stadio. In altre parole ciò significa adottare un accoppiamento stretto nell'ultimo trasformatore di media frequenza e applicare poco o punto CAV alla valvola amplificatrice che lo precede.

*AMICO ABBONATO*, ricordati di rinnovare il [cut off] abbonamento a **l'antenna** e che la sollecitud[cut off] nella rimessa è la più gradita dimostrazione di a[cut off] cizia per la Rivista.

ABBONAMENTI PER

(anno 15

**UN ANNO LIRE 45**

(l'abbonamento non segue l'a[cut off] qualsi[cut off]

per la rimessa, inviare vaglia, oppure valersi del[cut off]

**Società Editrice IL ROS[cut off]**

La corrente continua che attraversa la resistenza di carico del diodo rivelatore, può variare dal 60 all'85% del valore di cresta della tensione applicata al diodo, dipendendo essa dal valore degli elementi del circuito.

Per un'onda modulata al 50% il valore di cresta della tensione di bassa frequenza rivelata è eguale alla metà della tensione continua che si sviluppa ai capi della resistenza di carico. Un altro particolare importante del circuito del rivelatore riguarda la possibilità di ottenere senza distorsione la rivelazione di onde profondamente modulate; per ciò è necessario mantenere quanto più possibile eguali i valori della resistenza di carico del diodo alla corrente continua ed alla corrente alternata rispettivamente. Questo risultato viene ottenuto tenendo molto elevate le resistenze del circuito del CAV e non sorpassando per la resistenza di carica del diodo il valore massimo di 0,5 Mohm. Per potere effettuare delle misure sul trasformatore che alimenta il diodo rivelatore si può con buona precisione sostituire il diodo con una resistenza eguale alla metà della resistenza di carico del diodo stesso.

Un maggior contributo alla selettività da parte del trasformatore precedente il rivelatore si può ottenere usando al posto del diodo un rivelatore ad impedenza infinita od altri tipi di rivelatori polarizzati i quali non erogano energia dal circuito che li precede. Essi però non permettono di ottenere facilmente il CAV ed hanno anche altri svantaggi che ne limitano l'impiego, fatta eccezione per alcuni casi molto particolari.


'ANNO 1943 XXI - XXII
della rivista)

- SEI MESI LIRE 24.-

solare, quindi può decorrere da
fascicolo).

AMICO LETTORE, se apprezzi l'opera che svolge **l'antenna** dài forma tangibile al tuo consenso. Abbonandoti ci aiuterai a fare sempre più e meglio.

stro Conto Corrente Postale N. 3/24227 intestato alla
**D - Milano, Via Senato 24**


## Cenno sulla teoria dei circuiti accoppiati.

In uno stadio con pentodo l'espressione fondamentale dell'amplificazione è:

$$A = G Z_p$$

ove

$G$ = mutua conduttanza della valvola in mho (amp/volt)

$Z_p$ = impedenza inserita nel circuito anodico (ohm)

Quando nel circuito anodico è inserito un circuito oscillante in risonanza l'impedenza prende la forma della resistenza equivalente parallelo del circuito oscillante $\omega LQ$; l'amplificazione è allora:

$$A = G \omega L Q$$

ove:

$Q$ = fattore di merito del circuito (comprendente tutte le perdite);
$\omega$ = $2\pi f$;
$f$ = frequenza in MHz;
$L$ = induttanza in $\mu$H.

Se al pentodo segue invece un trasformatore con secondario accordato l'espressione dell'amplificazione diventa approssimativamente:

$$A = G \omega M Q_s$$

ove $M$ è la mutua induttanza tra il primario ed il secondario, e $Q_s$ è il fattore di merito del secondario.

Nel caso in cui invece al pentodo segua un filtro di banda a due circuiti accordati, con buona approssimazione l'amplificazione dello stadio diventa allora:

$$A = G k \frac{\omega \sqrt{L_s L_p}}{k^2 + \frac{1}{Q_p Q_s}}$$

ove $L_p$ ed $L_s$ sono rispettivamente l'induttanza del primario e del secondario in $\mu$H; $Q_p$ e $Q_s$ sono i fattori di merito del primario e del secondario e $k$ è il coefficiente di accoppiamento. $k$ ha il valore unitario per l'accoppiamento detto critico, ed ha il valore $\frac{M}{\sqrt{L_p L_s}}$ per accoppiamento al disotto del critico.

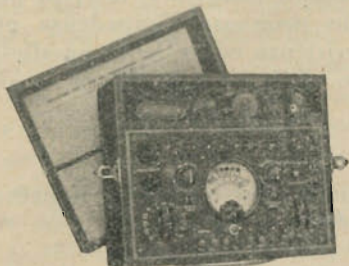
Quando, come nella maggior parte dei casi avviene in pratica, le due induttanze del circuito primario e secondario sono eguali, e le perdite nei circuiti sono approssimativamente eguali, l'espressione si semplifica ulteriormente; e diventa per accoppiamento eguale al critico:

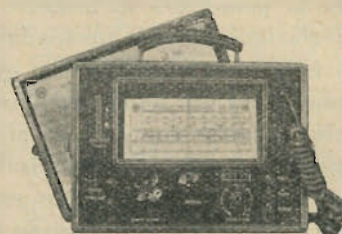
$$A = \frac{1}{2} G \omega L_m Q_m$$

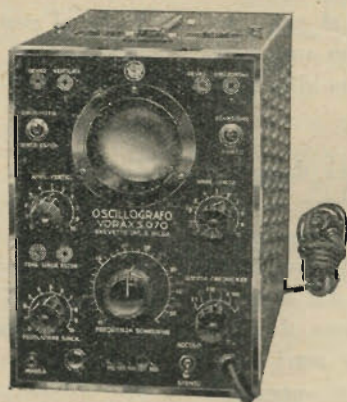
In questa è stato posto: $L_m = \sqrt{L_p L_s}$
$Q_m = \sqrt{Q_p Q_s}$.

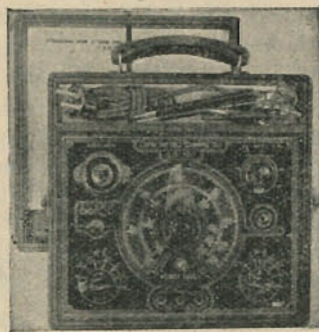
Per quanto riguarda la selettività una formula

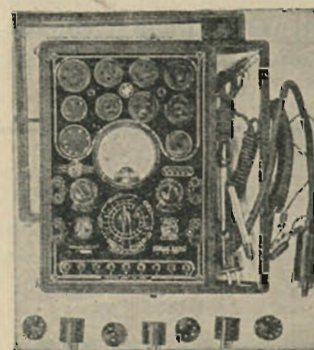
# STRUMENTI DI MISURA VORAX

**VORAX S.O. 105**

Misuratore universale provavalvole. Misure in continua ed alternata.

**VORAX S.O. 120**

Oscillatore modulato in alternata. (Brevettato)

**VORAX S.O. 70**

OSCILLOGRAFO A RAGGI CATODICI
il più pratico
il più perfezionato
il più rapido

**VORAX S.O. 130**

IL CAPACIMETRO OHMETRO IDEALE

**VORAX S.O. 107**

L'ANALIZZATORE - "punto per punto,, che permette di rilevare qualsiasi difetto senza togliere il telaio dal mobile.

Viale Piave, 14

Telefono 24.405

approssimativa per gli usi correnti è la seguente (per un circuito occordato):

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} \sqrt{\left(\frac{E_0}{E}\right)^2 - 1}$$

nella $f_0$ è la frequenza di risonanza, $\Delta f$ è la deviazione di frequenza corrispondente all'attenuazione della tensione $E_0/E$ .

Quando il circuito è collegato nel circuito anodico di un pentodo le perdite che introduce la resistenza interna di questo, che viene a trovarsi in parallelo al circuito oscillante, trasformano l'espressione della selettività nella seguente:

$$\Delta f = f_0 \left(\frac{1}{Q} + \frac{\omega L}{\varrho}\right) \sqrt{\left(\frac{E_0}{E}\right)^2 - 1}$$

Trattandosi di due circuiti oscillanti accoppiati al disotto del critico la selettività è data dalla espressione seguente:

$$\Delta f = \frac{f_0}{\sqrt{Q_p\, Q_s}} \sqrt{\frac{E_0}{E} - 1}$$

Le espressioni ora indicate mettono in evidenza due cose: anzitutto che l'amplificazione di uno stadio è funzione dell'impedenza del circuito accordato $\omega L Q$ e che per un dato valore del $Q$ l'amplificazione è tanto maggiore quanto più elevato è il rapporto $L/C$; inoltre la selettività (attenuazione per un dato valore di dissintonia) è esclusivamente una funzione del $Q$ dei circuiti.

Ogni tentativo di aumentare il valore del $Q$ e del rapporto $L/C$ trova in pratica delle limitazioni. Fino alle frequenze dell'ordine del MHz il $Q$ dei circuiti può essere effettivamente migliorato con l'impiego dei fili divisi (Litz) e dei nuclei di ferro polverizzato; alle frequenze superiori a detto valore, analoghi effetti si ottengono con l'uso di supporti di grande diametro, di materiali isolanti a minima perdita e soprattutto con la scelta dei valori adatti del diametro del filo, della spaziatura tra le spire e del fattore di forma della bobina di induttanza.

Il valore dell'induttanza, allo scopo di migliorare il rapporto $L/C$ non può essere aumentato indefinitamente; la limitazione è data dal valore di induttanza che si accorda alla frequenza da amplificare con le capacità intrinseche del circuito: capacità distribuita della bobina, capacità della valvola e dei collegamenti, ecc. In genere questa condizione non viene mai attuata per la ragione che le suddette capacità sono fortemente instabili.

## Ammittanza dei tubi e loro effetti.

Tra le varie capacità intrinseche del circuito quella che risulta più variabile è la capacità di ingresso del tubo, in quanto essa è funzione di vari paramenti, tra i quali, importanti, sono le tensioni degli elettrodi del tubo. Ricerche approfondite di questi ultimi tempi hanno messo in evidenza che in determinate condizioni possono darsi notevoli variazioni dell'ammittanza di ingresso dei tubi amplificatori. Le variazioni riguardano tanto l'elemento resistivo quanto l'elemento reattivo dell'ammittanza di ingresso, ed esse producono dannosi effetti sulle caratteristiche dei circuiti collegati al tubo.

La capacità di ingresso di un tubo è data dalla somma di tre componenti: la capacità di ingresso a freddo, cioè la capacità presente quando il tubo non funziona e che corrisponde a quella esistente tra la griglia e tutti gli altri elettrodi (placca eccettuata); la capacità dovuta alla presenza di una carica spaziale tra griglia e catodo e che è presente quando il tubo funziona in condizioni normali. Infine il terzo elemento della capacità di ingresso è la capacità griglia-placca; la corrente circolante in questa capacità è influenzata dal valore di $C_{gp}$ e di $C_{pk}$ nonchè dalla mutua conduttanza del tubo e dalla grandezza e fase del carico anodico. Nel caso di carico anodico resistivo (ad es. circuito oscillante in risonanza) l'ammittanza di ingresso dovuta alla $C_{gp}$ è una capacità pura. Se il carico anodico è reattivo si avrà nell'ammittanza di ingresso una componente resistiva di segno positivo se il carico anodico è capacitativo, e di segno negativo se detto carico è induttivo. (Ciò corrisponde alla teoria generale del funzionamento dei tubi oscillatori la quale ammette che un carico anodico induttivo — cioè semplicemente un circuito oscillante funzionante ad una frequenza superiore di quella propria — fornisce al circuito di griglia la resistenza negativa necessaria per mantenere le oscillazioni).

La capacità totale di ingresso è indipendente dalla frequenza. La componente resistiva della ammittanza di ingresso varia invece in proporzione inversa colle frequenza, e perciò rappresenta un elemento dannoso alle frequenze molto elevate. E' uno dei fattori che determinano la frequenza limite di funzionamento dei tubi, e corrisponde ad una sensibile conduttanza collegata in parallelo al circuito di ingresso del tubo. Come è stato recentemente indicato in queste pagine la conduttanza di ingresso alle frequenze molto elevate è essenzialmente dovuta all'induttanza del collegamento catodico ed all'effetto del tempo di transito degli elettroni.

La capacità di ingresso di un tubo viene di solito espressa con la seguente relazione:

$$C_i = C_{gk} + C_{gp}\,(1 + A \cos \theta)$$

ove:

$C_{gk}$ = capacità griglia - catodo;

$C_{gp}$ = capacità griglia - placca;

$A$ = amplificazine dello stadio;

$\theta$ = angolo dell'impedenza del circuito anodico.

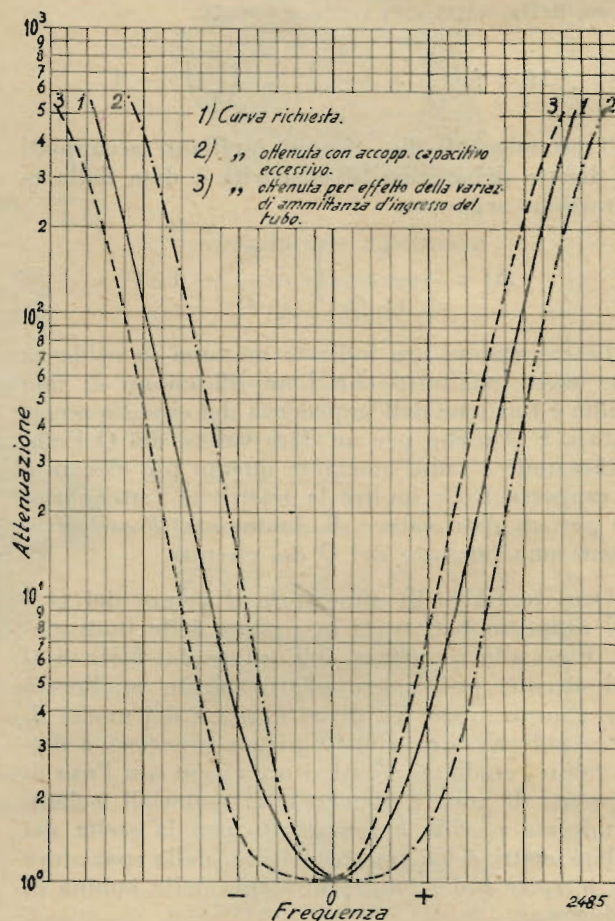
La resistenza di ingresso invece è data da:

$$R_i = \frac{\dfrac{1}{\omega\, C_{gp}}}{A \operatorname{sen} \theta} .$$

Un esame di queste due espressioni mostra che quando il circuito di placca consiste di un circuito oscillante sintonizzato e la frequenza della tensione d'ingresso viene variata nell'intorno della risonanza, si ha una variazione dell'ammittanza di ingresso del tubo; e precisamente alle frequenze inferiori della risonanza sul circuito di griglia viene riflessa una resistenza positiva, alla frequenza di risonanza una pura capacità ed alle frequenze superiori una resistenza negativa. Si hanno così due fenomeni indesiderabili: uno che per effetto della variazione della capacità riflessa il circuito di ingresso si trova sintonizzato ad una frequenza diversa da quella della tensione applicata al tubo; secondariamente la simmetria della curva di risonanza viene distorta in quanto alle frequenze superiori alla risonanza la resistenza negativa riflessa aumenta il $Q$ del circuito di ingresso, mentre che alle frequenze inferiori della risonanza la resistenza negativa riflessa abbassa il $Q$ del circuito ed appiattisce la curva. Questi fenomeni hanno effetti sensibilmente dannosi solo in determinate circostanze; un esempio pratico ne metterà pertanto maggiormente in evidenza l'importanza.

Uno stadio di amplificazione di media frequenza è costituito da un tubo 6K7 funzionante in condizioni normali e da un trasformatore a due circuiti accordati sulla frequenza di 455 kHz, avente induttanze di 1,8 mH con $Q = 110$. Si era osservato, variando la polarizzazione di griglia del tubo di —8,5 volt, uno spostamento della frequenza di risonanza del circuito di griglia di circa 5 kHz; inoltre aumentando la capacità del compensatore del circuito di placca di detto tubo, ossia portando il carico anodico del tubo verso i valori induttivi, lo stadio entrava in oscillazione. Riportando in risonanza il circuito di placca del tubo, l'oscillazione cessava. Ambedue gli inconvenienti sono stati eliminati riducendo l'induttanza dei due circuiti del trasformatore al valore di 1 mH e di conseguenza aumentando la capacità di accordo; identici effetti venivano ottenuti riducendo la mutua conduttanza del tubo.

Recenti ricerche hanno posto in evidenza che la dissintonia del circuito di griglia è esclusivamente dovuta alla variazione della capacità di ingresso del tubo, e che tale variazione può essere compensata usando nel circuito catodico una opportuna resistenza, non bloccata da capacità. Nell'esempio precedente la dissintonia del circuito di ingresso è stata interamente eliminata inserendo nel catodo una resistenza di 20 ohm, e collegando il compensatore del circuito di griglia al catodo anzichè alla massa.

Un altro mezzo per raggiungere lo stesso risultato consiste nel collegare la griglia ad una presa dell'induttanza del circuito di ingresso. Questa disposizione presenta parecchi vantaggi, ed è estensivamente usata in quegli apparati facenti uso di più di uno stadio di amplificazione di media frequenza. Ogni reattanza o resistenza riflessa sulla griglia dal circuito anodico non si trova applicata interamente ai capi del circuito di ingresso e può essere ridotta a valori trascurabili con una scelta opportuna della presa. Inoltre tenendo presente che la forma della curva di selettività non è minimamente influenzata dalle prese ma rimane funzione del $Q$ dei circuiti accordati, è possibile mantenere la amplificazione globale bassa anche in presenza di un elevato numero di stadi. Altre considerazioni infatti, quali il funzionamento del CAV ed il sovraccarico, rendono preferibile di fare funzionare i tubi in condizioni tali da avere la massima mutua conduttanza.

Un'altra possibile causa di asimmetria nelle curve di selettività è dovuta ad eccessivo accoppiamento elettrostatico tra il primario ed il secondario accordati di un trasformatore di media frequenza. E' buona pratica disporre le cose in modo che, quando si usa nei trasformatori l'accoppiamento induttivo, l'inevitabile accoppiamento elettrostatico sia tenuto al minimo ed abbia senso tale da sommarsi a quello induttivo. Pertanto un piccolo accoppiamento capacitativo può essere in tal caso tollerato, mentre è certo che un valore eccessivo di esso risulterà dannoso. La figura qui accanto mostra un caso tipico di distorsione della curva di selettività a causa di eccessivo accoppiamento elettrostatico tra primario e secondario di un trasformatore di media frequenza. In pratica

tutti i mezzi adottati per eliminare l'inconveniente (schermaggio, riduzione dell'amplificazione dello stadio, prese sui circuiti oscillanti) si erano dimostrati inefficaci; inoltre poichè la curva si appiattiva alle frequenze più elevate ciò stava a dimostrare che la causa non risiedeva in variazioni dell'ammittanza di ingresso del tubo. Infine si è trovato che la forma difettosa della curva di selettività veniva maggiormente esaltata avvicinando tra loro i terminali di placca e di griglia del trasformatore. Una semplice misura ha subito posto in evidenza che i due fili erano troppo vicini, formando una capacità di circa 5 pF. Cambiando la posizione di uno dei due condensatori del trasformatore la capacità dei due fili veniva ridotta a valore trascurabile e la curva di selettività assumeva la forma normalmente simmetrica. La figura mette anche in evidenza l'effetto prodotto da una variazione dell'ammittanza di ingresso del tubo.

## Conclusione.

In queste note sono state esposte considerazioni relative al progetto di amplificatori di media frequenza, con particolare riferimento alla scelta della frequenza più opportuna, ed alla eliminazione dei più comuni inconvenienti che si presentano nella messa a punto di detti amplificatori. Non è stata considerata la parte economica del progetto: essa ha grande importanza nel caso di taluna classe di apparecchi destinati alla ricezione di trasmissioni circolari. Per le apparecchiature professionali e militari ,il problema economico ha una importanza secondaria in quanto, per essi, sono caratteristiche essenziali la stabilità di taratura, la sicurezza del funzionamento anche nelle condizioni più avverse, la trasportabilità in condizioni disagiate. E come è ovvio tali caratteristiche sono antitetiche ad ogni realizzazione economica.

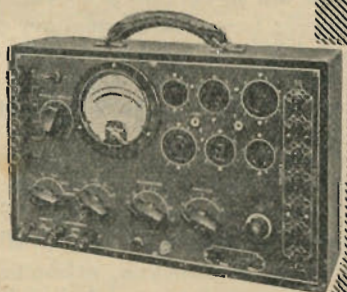
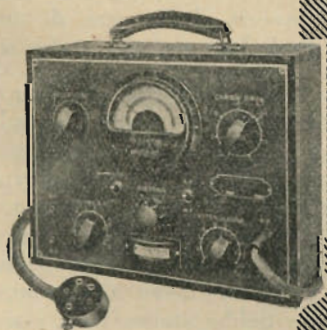
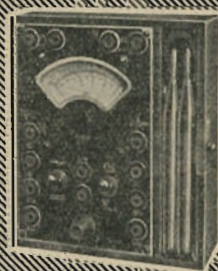
Per coloro che volessero maggiormente approfondire i vari problemi osservati in queste note, la bibliografia in calce dà un indirizzo per le pubblicazioni più autorevoli in materia.


(1) *Image suppression in superheterodyne receivers, H. A. Wheeler, Proc. I. R. E. Giugno* 1935.

(2) *Intermediate frequency transformer design, F. E. Sheer, Proc. I. R. E. Dicembre* 1935.

(3) *Diode detector design, H. A. Wheeler, Proc. I. R. E., Giugno* 1938.

(4) *Use of feedback to compensate for vacuum tube input capacitance variations with bias, R. L. Freeman, Proc. I. R. E., Novembre* 1938.

(5) *La resistenza d'ingresso delle valvole amplificatrici di A.F. - l'antenna N. 11-12 1942.*

# MISURE E STRUMENTI PER IL RADIORIPARATORE

2472/7 (continuazione e fine vedi numero precedente)

*W. M.*

La resistenza del circuito di controllo di volume essendo molto elevata, il voltmetro ad esso connesso per la lettura di questa tensione deve esso pure avere una resistenza elevata, in difetto di che assorbirà potenza dal circuito e non si otterrà indicazione di tensione reale. Un voltmetro a 1.000 ohm per volt collegato in parallelo al condensatore 0,05 μF non darà indicazioni precise; così pure sarà impreciso un voltmetro a 20.000 ohm per volt e soltanto con voltmetro a valvola a c. c. si avranno indicazioni utili. Un voltmetro soddisfacente che non consuma potenza nè carica il circuito, è il tubo a occhio magico 6E5 per 0—9 volt e 6G5 per 0—22½ volt. I dati per i tubi a occhio magico si possono trovare in qualsiasi manuale per valvole.

Successivamente al circuito di frequenza intermedia che è alimentato dalla convertitrice, abbiamo il circuito mostrato nella figura 7.


MISURATORE UNIVERSALE
**PROVAVALVOLE**
Mod. A.L.B. n. 1

Nuovo istrumento applicato di grande diametro: 95 mm. di scala utile, indice rinforzato, a coltello, specchio. Scale multiple a facile lettura.

**L'istrumento possiamo fornirlo a 1000 Ohm per Volt come a 10.000, a 20.000 e anche più.**

Pannello in bachelite stampata - Diciture in rilievo ed incise non cancellabili - Commutatori a scatto con posizione di riposo - Prova tutte le valvole comprese le oktal ecc. - Misura tensioni in c.c. ed in c.a. - fino a 1000 Volt. - Resistenze da 1 Ohm a 10 Mega-Ohm - Condensatori da 50 pf. a 14 MF. Serve come misuratore d'uscita - prova isolamento - continuità dei circuiti.
GARANZIA MESI SEI
PRECISIONE - PRATICITÀ - ROBUSTEZZA

**ING. A. L. BIANCONI - MILANO**
**VIA CARACCIOLO N. 65 - TELEFONO N. 93-976**


Se il ricevitore lavora con reazione dalla placca della 6K7 alla rivelatrice, inconveniente tradito dalla circostanza che estraendo la 6K7 dal suo zoccolo si sente uno scatto nell'altoparlante; se la 6SA7 non produce questo scatto, vuol dire che il guasto è da cercare tra il circuito di griglia e di uscita dallo stadio MF della 6K7.

Si controlleranno le tensioni di placca e griglia-schermo come pratica costante, usando il voltmetro a c. c. L'assenza di tensione di placca sarà indizio di un circuito interrotto e si controllerà la resistenza della bobina, della resistenza di 10.000 ohm e del condensatore in parallelo. Se il condensatore da 0.1 μF fosse in corto circuito (cosa che avviene di frequente) la resistenza in serie di 10.000 ohm potrebbe essere bruciata, difetto questo ovvio e visibile, accertabile ad occhio ispezionando i fili di collegamento. Se l'amplificazione della valvola appare bassa, può darsi che si riscontri una tensione troppo bassa di griglia-schermo. Con un voltmetro comune da 1.000 ohm per volt la lettura potrà essere di 50 volt, con un voltmetro da 20.000 ohm per volt (resistenza più elevata e minore erogazione di corrente) la tensione potrà essere indicata in 60 fino a 80 volt e con un voltmetro a valvola (nessuna erogazione di corrente) la tensione di griglia-schermo potrà essere di 80 fino a 100 volt che è la tensione di c. c. effettiva sulla griglia-schermo della valvola 6K7.

Ad apparecchio spento e spina disinserita dalla presa, si può effettuare una prova con ohmetro per accertare i valori di resistenza del circuito. Si dovrebbe tenere sott'occhio il foglio d'istruzioni della fabbrica se ciò è possibile, sebbene con una certa esperienza e conoscenza dei dati fondamentali delle valvole e del circuito ciò non sia assolutamente necessario; ma è sempre di grande aiuto ed accelera il lavoro, il disporre di uno schema particolare di quel dato ricevitore che si esamina.

Nello stadio di MF mostrato in figura, la resistenza del catodo talvolta manca completamente, la polarizzazione di griglia essendo fornita dal circuito che forma il controllo automatico di volume. Si vede anche certe volte che non vi è nulla in parallelo alle resistenze, riducendosi così l'amplificazione della valvola a causa della reazione negativa. Chi progetta ricevitori con queste particolarità introduce deliberatamente la resistenza per limitare l'amplificazione in alcuni stadî onde evitare l'oscillazione e onde evitare che la valvola successiva sia sovraccaricata con un eccesso di tensione.

# RICEVITORE A TRE VALVOLE
## con rivelatore separato per il C.A.V.

2482/1

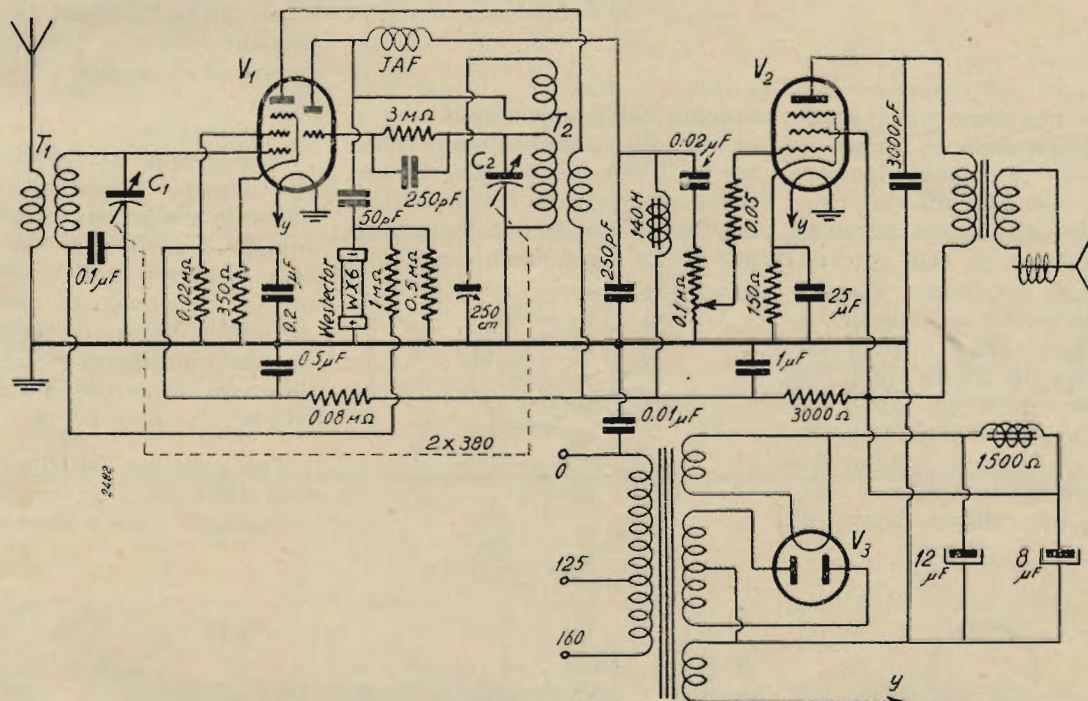
D. T.

I possibili circuiti per la realizzazione di un ricevitore a tre valvole, compresa la rettificatrice di alimentazione, sono indefiniti. Ed ogni nuovo schema, risultato di idee e concezioni note, porta con sè qualche cosa di novità nella sua realizzazione, che si traduce in pratica in miglioramento delle caratteristiche generali, o addirittura nell'introduzione di talune possibilità che inizialmente sembravano inattuabili.

mercato, delle quali una doppia svolge le funzioni di amplificatrice di AF e di rivelatrice; uso di un rivelatore non termoionico per fornire la tensione di CAV all'amplificatore di AF.

La valvola $V_1$, impiegata nell'originale è la Telefunken WE 44, ma ovviamente essa può essere sostituita dal triodo-esodo Philips ECH4. Di questa valvola la sezione esodo viene usata come

bobina di reazione, costituita di 45 spire (filo s. smaltato ∅ 0,2 mm.) avvolte alla rinfusa a 3 mm. circa dall'avvolgimento di griglia. L'accoppiamento tra il triodo rivelatore ed il pentodo finale è fatto con una impedenza di BF (Z 192 R, Geloso) allo scopo di ottenere la massima amplificazione.

Il segnale da rivelare con il Westector è preso sulla placca del triodo rivelatore attraverso un

V. La Rocca ci manda lo schema ed i dati di un suo piccolo ricevitore che ci sembra degno di qualche considerazione. Pubblichiamo qui accanto il circuito dell'apparecchio e per esso diamo alcune delucidazioni.

Premesso che non ci si è allontanati dallo schema classico costituito da uno stadio amplificatore di AF seguito da un rivelatore di griglia e da uno stadio di potenza, indichiamo le particolarità speciali: impiego di valvole moderne facilmente reperibili sul

rivelatrice di griglia con reazione regolabile. La valvola finale è un pentodo ad alta sensibilità di potenza (Telefunken WE 38 oppure Philips EL3). Per ottenere la tensione di CAV è usato un rivelatore Westector tipo WX6. Lo impiego di questo rivelatore ha permesso di controllare il volume nella parte bassa frequenza senza pericolo di sovraccaricare lo stadio di AF.

Il trasformatore $T_1$ è un Geloso 1105, mentre il $T_2$ è un Geloso 1106 al quale è stata aggiunta la

condensatore a mica di 50 pF. Ovvie precauzioni per ottenere la dovuta stabilità nello stadio di AF consistono in un energico schermaggio dei circuiti di ingresso e di uscita di detto stadio.

Questo semplice e piccolo ricevitore può dare dei risultati sorprendenti: infatti esso ha una elevata sensibilità, una sensibilità sufficiente per la maggior parte dei casi, la quale può essere spinta con l'uso della reazione. Questa non pregiudica la ricezione di apparecchi posti nelle vicinanze

data la presenza dello stadio di AF che agisce da separatore tra rivelatore ed antenna. La potenza d'uscita con alimentazione normale può giungere a valori di 4 watt indistorti.

La rettificatrice $V_3$ è un comune doppio-diodo tipo 5y3G e simili.

L'impiego della reazione può pregiudicare l'allineamento dei due circuiti risuonanti ($T_1$ e $T_2$) monocomandati solo se essa viene spinta al limite prossimo all'innesco delle autoscillazioni nel triodo rivelatore. Volendo poter ottenere la massima efficienza dall'amplificazione di AF consigliamo l'uso di un condensatore verniero (5 ÷ 10 pF) da collegare in parallelo a $C_1$ e da regolare, dopo aver effettuata la sintonizzazione, per massimo segnale. ●

# L'OHMETRO

2481/9

dott. G. De Stefani

L'istrumento d'uso più comune per la misura delle resistenze in radiotecnica è indubbiamente l'ohmetro a lettura diretta. Questo semplice dispositivo permette di eseguire letture con notevole precisione in un campo di misure assai esteso che va normalmente da qualche ohm a qualche decina di magaohm fondo scala. Per la realizzazione di un simile apparecchio si possono adottare circuiti di tipo diverso ognuno dei quali naturalmente meglio si adatta per un determinato campo di misure.

Passeremo quindi in rassegna tali tipi di circuiti per studiarne e meglio conoscerne le caratteristiche in modo da poterne poi fare l'uso il più razionale possibile.

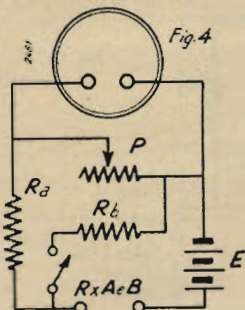
La fig. 1 rappresenta un ohmetro del tipo semplice. Il circuito è formato dall'istrumento di misura, che di solito è un milliamperometro da 1 mA fondo scala, da una resistenza variabile *P* con in serie una fissa *Ra* e da una batteria di pile *E*. La resistenza incognita, se

di valore elevato, va collegata ai morsetti contrassegnati *R × A*; mentre se è di valore basso viene posta fra quelli contrassegnati *R × B*. Prima di eseguire la misura è necessario regolare l'indice dell'istrumento a fondo scala e cioè sullo zero della scala ohmica diretta (vedi fig. 7), il che si ottiene cortocircuitando i morsetti *R × A* e ruotando quindi il potenziometro *P*.

Per il controllo delle resistenze di valore basso è necessario, dopo aver eseguito la regolazione or ora indicata, mantenere cortocircuitati i morsetti *R × A*, mentre la resistenza incognita si porrà fra i morsetti indicati *R × B*; il valore di questa resistenza verrà letto sulla scala inversa di fig. 8. Se due scale indicate si riferiscono ad un istrumento da 1 mA fondo scala e 100 ohm di resistenza interna e con in circuito una batteria da 4,5 volt; in tal caso *Ra* deve avere 3900 ohm e *P* 1000 ohm. Un ohmetro così montato può dare però letture affette da notevole errore dovuto allo stato di carica della batteria *E*. Infatti quando questa è nuova e la sua tensione è di 4,5 volt, la regolazione del potenziamento *P*, per portare l'ago dal mille a fondo scala, porta automaticamente il valore della resistenza interna totale dell'istrumento a 4500 ohm e tale è il valore della resistenza incognita letta a metà scala come si può rilevare dalla fig. 7. Con l'uso e per invecchiamento la tensione iniziale della pila diminuisce e se questa ad es. scende a 4 volt è necessario escludere del tutto o quasi il potenziometro *P* per ottenere la regolazione a fondo scala dell'istrumento indicatore. Con ciò anche la resistenza interna complessiva dell'ohmetro viene abbassata e portata a 4000 ohm solamente. Eseguendo in queste condizioni la lettura, una resistenza da 4000 ohm figura essere di 4500 ohm con un errore superiore all'11%.

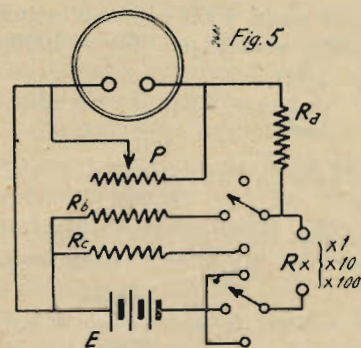
Una soluzione migliore è indicata dalla fig. 2 in cui il potenziometro *P* viene a trovarsi in pa-

rallelo al milli anzichè in serie. E' qui naturalmente necessario usare per *P* un valore superiore a quello precedentemente indicato come risulterà in modo chiaro da quanto segue. Consideriamo infatti di avere in circuito gli stessi valori già presi in esame per *Ra* ed il milliamperometro e cioè rispetti-

vamente 3900 e 100 ohm. Quest'ultimo è inoltre shuntato dal potenziometro *P* per cui la corrente circolante si dividerà qui in due parti; un milliampere esatto attraverserà l'istrumento mentre l'eccesso di corrente determinato dalla

tensione in sovrappiù ai 4 volt passerà nel potenziometro che, nel caso di una batteria carica a 4,5 volt verrà a trovarsi regolato con inseriti in circuito 800 ohm approssimativamente. Questa resistenza in parallelo ai 100 ohm dell'istrumento assume un valore complessivo di circa 89 ohm che sale a circa 95 quando tutto il potenziometro è inserito, ciò che avviene qualora la tensione della pila sia scesa da 4,5 a 4,2 volt. La resistenza interna totale dell'ohmetro ha dunque variato solamente da 3989 a 3995 ohm per cui l'errore massimo rispetto alla scala teorica (questa volta con 4000 ohm a metà scala come in fig. 9) non supera mai il 0,3%.

Da quanto esposto è chiaro che questo secondo sistema di regolazione è di gran lunga più preciso del precedente, ma non ci permette però di poter usufruire della scala invertita di fig. 3 per la misura delle resistenze di valore basso. Si potrebbe a tale scopo adattare il circuito di fig. 3 usando per *P* un potenziometro non superiore ai 400 o 500 ohm, il che però non elimina del tutto il difetto già lamentato durante l'esame di fig. 1.

Prima di continuare l'esame di altri circuiti ohmetrici sarà bene dare qualche indicazione sul modo di calcolare scale ohmiche differenti da quelle qui pubblicate. Se si tratta di circuiti con resistenza incognita in serie, come per i tre già visti, la formula da a-

dottare è la seguente: indicazione

$$\text{indice} = \frac{Ri}{Ri + Rx}$$

tenendo presente che la graduazione primitiva del quadrante va considerata da 0 a 1 e comprendendo in *Ri* la resistenza interna totale dell'ol-


MICROFARAD

CONDENSATORI: A MICA, A CARTA, CERAMICI, ELETTROLITICI

RESISTENZE: CHIMICHE, A FILO SMALTATE, A FILO LACCATE

MILANO • VIA DERGANINO, 20

metro. Un esempio pratico renderà più comprensibile questo concetto. Si abbia $Ri = 4500$ ohm:

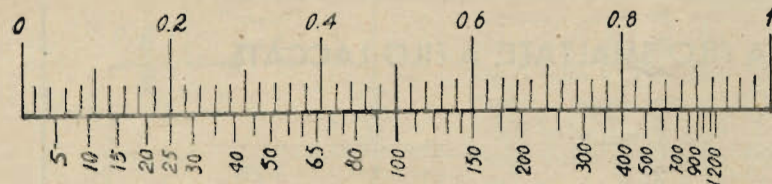
per $Rx = 4500$ si ottiene $\frac{4500}{9000} =$ = 0,5 ossia 4500 ohm va segnato a metà scala; per $Rx = 1000$ si ha $\frac{4500}{5500} = 0{,}818$ e per $Rx =$ = 25.000 si ha $\frac{4500}{29.500} = 0{,}152$ e così per tutti gli altri valori. Invece con $Ri = 4000$ ohm e per $Rx = 4500$ si ha $\frac{4000}{8500} = 0{,}47$; per $Rx = 1000$ si ottiene $\frac{4000}{5000} =$ = 0,8 e per $Rx = 25.000$ si ha $\frac{4000}{29.000} = 0{,}138$, ecc.

Per i circuiti con resistenza incognita in parallelo al milliamperometro la formula diventa: indicazione indice $= \frac{Rx}{Ri + Rx}$ in cui $Ri$ è la resistenza interna effettiva del solo istrumento indicatore (100 ohm nei casi finora presi in esame) e sempre considerando la graduazione primitiva del quadrante da 0 a 1. Per $Rx =$ = 20 si ha: $\frac{20}{120} = 0{,}165$; per $Rx = 100$ si ottiene $\frac{100}{200} = 0{,}5$ e per $Rx = 500$ abbiamo $\frac{500}{600} =$ = 0,833 ecc.

Fig. 6

Fig. 7

Fig. 8 2481

2481 Fig. 9

E' possibile anche eseguire misure di resistenze di basso valore pur usando il circuito di fig. 2 con apportatavi però una modifica semplicissima e cioè mediante la aggiunta di una resistenza di basso valore (vedi fig. 4) che un interruttore permette di inserire o disinserire a seconda del campo di misura che si vuole adoperare. Tale resistenza, che indicheremo con *Rb*, funziona da shunt in parallelo al milli ed alla resistenza addizionale *Ra* e ne abbassa il valore complessivo ad es. di 100 volte; cioè se la resistenza interna totale del circuito primitivo era di 4000 ohm, questa deve ora diventare di 40 ohm. Poichè qui si tratta di due resistenze in parallelo, la formula $B_x = \frac{A \cdot C}{A - C}$ ci consente di ricavare il valore di una delle due resistenze (la $B_x$) quando si conosca l'altra (la $A$) ed il valore risultante del parallelo $C$. Nel caso dell'esempio sopra citato si ha: $A = 4000$ ohm e $C = 40$ ohm; $B_x$ sarà allora: $\frac{4000 \cdot 40}{4000 - 40} = \frac{160.000}{3960} = 40{,}4$ ohm.

Sarebbe possibile anche scendere a valori più bassi per lo shunt e arrivare ad esempio a 4 ohm il che ci permetterebbe di misurare con sicurezza resistenze fino a 0,1 ohm, però anche la corrente circolante nell'ohmetro sarebbe assai elevata e si aggirereb-

be sull'ampere, valore inamissibile per una normale pila a secco da 4,5 volt. Un accumulatore di adeguata capacità risolverebbe ottimamente il problema per un ohmetro da usarsi stabilmente sul banco di prova del laboratorio, ma non sarebbe una soluzione affatto pratica per un istrumento di tipo portatile.

In figura 5 vediamo che con l'aggiunta di un commutatore a due vie e tre posizioni (potrebbe però essere nel caso presente anche ad una sola via e tre posizioni) è possibile costruire un ohmetro a tre scale e, prendendo come base quella con graduazione al centro uguale a 40 ohm, le altre corrisponderebbero alla prima moltiplicate però per 10 e per 100 (ossia con 400 e 4000 ohm a metà scala). La resistenza *Re*, che va calcolata con la formula sopra trascritta, è di 444 ohm.

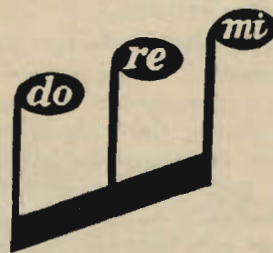
Se si desidera poter eseguire anche la misura di resistenze di valore elevato, diventa necessario aumentare la tensione di alimentazione ed occorre portare quindi i 4,5 volt della batteria a valori per es. 10 e 100 volte più elevati, il che si può facilmente ottenere a mezzo di un semplicissimo alimentatore. Rimane così sempre valida al scala di fig. 9 i cui valori però vanno ora moltiplicati per 1000 e per 10.000.

Uno schema di ohmetro realizzato secondo i suddetti principi per la misura di resistenze sia basse che elevate e con alimentazione mista è dato in fig. 6. I valori delle resistenze *Ra, Rb; Re;* rimangono gli stessi già indicati per il circuito della figura precedente. *Rd* ed *Re* devono avere rispettivamente 34.000 e 396.000 ohm, mentre *Rf* ed *Rg* saranno da 2500 a 20.000 ohm. Il condensatore di filtro deve essere formato da due elementi elettrolitici di almeno 8 mF-350 volt ciascuno e collegati in serie; la valvola può essere invece un comune triodo di potenza con la griglia e la placca connesse assieme. Il trasformatore di alimentazione disporrà di un primario universale e di un secondario ad alta tensione capace di erogare 450 volt con una corrente di 20 milliamperes. Il secondario a bassa tensione per l'accensione della valvola sarà di caratteristiche conformi a quelle del tubo usato. Un avvolgimento a 4 volt e 0,5 ampere sarà sufficiente nella maggior parte dei casi. Un commutatore a 5 posizioni e 2 vie permette di utilizzare una ad una le varie scale dell'ohmetro.

In tutti i circuiti fin qui descritti si è considerato unicamente l'uso di istrumenti da 1 mA e 100 millivolt; poichè questo è il tipo di milliamperometro più comunemente usato e perciò con maggior probabilità in possesso del dilettante. L'uso però di istrumenti più sensibili permette di aumentare il numero di portata dell'ohmetro o di variarne comunque le caratteristiche. Prendiamo perciò ora in esame a titolo di esempio un circuito in cui sia montato un istrumento delle seguenti caratteristiche: microamp. 100; millivolt 100. Lo schema rimane ancora quello di fig. 6 ma con una portata in più; il commutatore dovrà quindi essere del tipo a due vie e sei posizioni; le sei scale corrisponderanno perciò a quella di fig. 9 ma moltiplicate per 1; per 10; per 100; per 1000; per 10.000; per 100.000. Sarà dunque necessario un terzo shunt da 4444 ohm, mentre che *Ra* dovrà avere 39.000 ohm e *P* almeno 20.000 ohm di resistenza. *Rd* ed *Re* avranno rispettivamente 360.000 ohm e 4 M Ω; mentre *Rf* e *Rg* manterranno i valori già indicati precedentemente.

Il lettore saprà certamente trovare fra i vari circuiti descritti quello che meglio si addice allo strumento in suo possesso ed alle sue necessità apportando eventualmente qualche lieve modifica allo schema prescelto per meglio adattarlo a qualche misuratore o provacircuiti già realizzato in precedenza.


Modello da occhiello
a 2 cellule

MICROFONI
PIEZOELETTRICI
A CELLULE
"ALTA FEDELTA'"

DOLFIN RENATO - MILANO
PIAZZA AQUILEIA 24 - TEL. 495062

# DALL'AEREO ALL' ALTOPARLANTE

## Come funziona un radioricevitore

G. Coppa

**Autocostruzione del trasformatore e della impedenza.**

Lo stesso procedimento servirà per calcolare il diametro dei conduttori dei secondari le cui intensità di corrente sono già note.

I criteri che si seguirono in pratica per il calcolo dei conduttori secondari differiscono però in alcuni punti da quelli sommenzionati e ciò per le seguenti particolari considerazioni. Il diametro da assegnare al conduttore dell'avvolgimento secondario ad *AT* è generalmente, secondo il calcolo, troppo esiguo e quindi la realizzazione di un simile avvolgimento offrirebbe delle difficoltà per la fragilità del filo da avvolgere.

Nel caso in oggetto (vedi pagina 327) il diametro del conduttore dell'avvolgimento ad *AT* risulterebbe secondo il calcolo:

$$\varnothing = 0{,}8\sqrt{0{,}03} = 0{,}14 \text{ m/m.}$$

per tale avvolgimento converrà tenere in pratica un diametro di conduttore di 0,18 mm.

Per i conduttori degli avvolgimenti secondari di *BT* si segue ancora un altro criterio.

La lunghezza dei conduttori di tali avvolgimenti è di solito molto limitata e per contro il diametro che risulta dal calcolo è considerevole. Ne segue che la resistenza dei predetti avvolgimenti è molto piccola e quindi anche molto piccola è la potenza che in essi va persa in calore. Per questa ragione è possibile senza sensibile danno ridurre il diametro dei conduttori a vantaggio della economia di rame e dello spazio disponibile per l'avvolgimento.

Nel nostro caso, le intensità relative ai vari secondari ed il diametro dei conduttori a *BT* sono i seguenti:

avvolgimento a 6,5 Volt - 2A;

$$\varnothing = 0{,}8\sqrt{2} = 1{,}13 \text{ mm.};$$

avvolgimento a 5 Volt - 2A;

$$\varnothing = 0{,}8\sqrt{2} = 1{,}13 \text{ mm.};$$

avvolgimento a 2,5 Volt - 2A;

$$\varnothing = 0{,}8\sqrt{2} = 1{,}13 \text{ mm.}$$

In considerazione di quanto è detto più sopra si potrà usare per i detti avvolgimenti un conduttore del diametro netto di 1 mm.

Veniamo ora al nucleo. Questo sarà di lamierino di ferro dolce al silicio (tenore 4% circa) dello spessore di 0,5 mm.; tale è il tipo più comune di lamierino che si impiega nella costruzione di trasformatori di alimentazione per piccoli amplificatori od apparecchi radio.

Avvertiamo subito a proposito di nuclei che non è possibile seguire un criterio preciso di calcolo perchè le qualità di ferro impiegate dalle varie case sono notevolmente differenti e perchè molto sensibile è l'influenza del modo con cui il nucleo viene impaccato.

Si può tuttavia calcolare con sufficiente approssimazione la sezione del nucleo mediante la formula empirica:

$$S = \sqrt{W}$$

che dice che la sezione utile del nucleo in cm.² è data dalla radice quadrata della potenza primaria in watt del trasformatore.

Abbiamo valutata la potenza primaria in 60 watt circa, la sezione del nucleo che vi corrisponde risulta pertanto essere:

$$S = \sqrt{60} = 7{,}7 \; cm.$$

Tale sezione va però aumentata del 10% circa per tenere conto dello dello spessore della carta o della vernice che viene applicata su ogni lamierino per isolarlo elettricamente dagli altri.

La sezione reale del nucleo viene così ad essere di 8,5 cm.² circa che si può arrotondare in cm.² 9.

Nota in tale modo la sezione del nucleo si può passare al calcolo del numero di spire che è necessario dare al primario per ogni volt di tensione (ossia delle « spire per volt »).

La formula che permette di calcolare il numero di spire è la seguente:

$$N = \frac{10^8}{4{,}44 \cdot S \cdot B \cdot f}$$

In essa, con $S$ si intende la sezione del nucleo, con $B$ si intende l'induzione massima che si vuole assegnare al ferro, con $f$ si intende la frequenza alla quale il trasformatore deve funzionare.

Nel caso in oggetto $S = 9 \; cm.^2$; $B = 10.000$ (valore consigliabile per un buon funzionamento del nucleo); $f = 42 \; Hz$. Si ha dunque:

$$N_p = \frac{10^8}{4{,}44 \cdot 9 \cdot 10^4 \cdot 42} = \frac{10^4}{1700} = 5{,}9 \textit{ spire per volt}$$

che si può arrotondare in 6 spire.

Per i secondari si potrà tenere un numero di spire per volt del 5% maggiore delle spire per volt primarie.

Si avrà allora:

$$N_s = N_p + N_p \frac{5}{100} = 6 + \frac{30}{100} = 6{,}3$$

*spire*. Noto ora il numero delle spire che è necessario avvolgere per ogni volt di tensione, sarà facile conoscere il numero per ciascun avvolgimento. Avremo così i risultati seguenti:

*Primario*

Tratto 0 - 110 V: Spire 110 × × 6 = 660 (filo 0,6);

Tratto 110 - 125 V: Spire 15 × × 6 = 90 (filo 0,55);

Tratto 125 - 160 V: Spire 35 × × 6 = 210 (filo 0,45);

Tratto 160 - 220 V: Spire 60 × × 6 = 360 (filo 0,4).

*Secondario*

Avvolgim. 600 V: spire 600 × 6,3 = 3780 (presa al centro) (filo 0,18);

Avvolgim. 5 V: spire 5 × 6,3 = 31,5 (filo 1 mm.);

Avvolgim. 6,3 V: spire 6,3 × × 6,3 = 40 (filo 1 mm.);

Avvolgim. 2,5 V: spire 2,5 × × 6,3 = 16 (filo 1 mm.).

Veniamo infine alle dimensioni di ingombro dell'avvolgimento. Una formola empirica abbastanza corrispondente alla realtà è la seguente:

$$A = 2{,}7\ d^2\ N$$

in cui $d$ è il diametro del conduttore in mm.; $N$ il numero di spire totali; $A$ è l'area della finestra che deve avere il lamierino del nucleo.

Avremo così:

Tratto 0 - 110: $A_1 = 2{,}7 \times 0{,}6^2 \times 660 = 650$;

Tratto 110 - 125: $A_2 = 2{,}7 \times 0{,}55^2 \times 90 = 72$;

Tratto 125 - 160: $A_3 = 2{,}7 \times 0{,}45^2 \times 210 = 115$;

Tratto 160 - 220: $A_4 = 2{,}7 \times 0{,}4 \times 360 = 155$.

Avvolgim. 600 V: $A_5 = 2{,}7 \times 0{,}18 \times 3780 = 320$;

Avvolgim. 5 V: $A_6 = 2{,}7 \times 1 \times 31{,}5 = 85$;

Avvolgim. 6,3 V: $A_7 = 2{,}7 \times 1 \times 40 = 108$;

Avvolgim. 2,5 V: $A_8 = 2{,}7 \times 1 \times 16 = 43$;

Area totale: mm.$^2$ 1548 ossia cm.$^2$ 15,5. In tale area viene tenuto conto degli spessori dei vari isolanti che vengono interposti fra gli strati.

Se l'area calcolata risulta maggiore di quella che realmente ha la finestra dell'eventuale nucleo a disposizione, si può aumentare lo spessore del nucleo stesso e ridurre proporzionalmente il numero delle spire. Si tenga presente che quello che è essenziale è che il prodotto della sezione del nucleo per il numero di spire rimanga costante. Questo principio si sfrutta per economizzare il rame (anche se richiede l'impiego di una maggiore massa di ferro).

Quanto al procedimento da seguire per effettuare l'avvolgimento, si deve osservare quanto segue:

Si prepara dapprima il cartoccio che si adatti al nucleo, questo si può effettuare con cartone ben incollato. Su questo si avvolge dapprima il primario, a spire affiancate, in vari strati sovrapposti, interponendo fra strato e strato un foglio di carta paraffinata da 0,3 mm.

Effettuato così il primario saldando le varie prese che vengono fatte uscire lateralmente, si fascerà il primario con diversi strati di carta paraffinata o meglio con tela sterlingata, indi si inizierà l'avvolgimento secondario di alta tensione, pure a spire affiancate ed a strati sovrapposti ben isolati l'uno dall'altro. Finito anche questo avvolgimento si farà una nuova fasciatura identica a quella esistente fra primario e secondario e si inizieranno i secondari a *BT*.

Questi dovranno essere molto ben isolati fra di loro mediante tela sterlingata o strati multipli di carta paraffinata.

Ad avvolgimenti ultimati converrà mettere l'intero avvolgimento a bagno nella paraffina calda cosicchè possa esserne impregnato. Si introdurranno infine le lamelle nel cartoccio in modo che il traferro che rimane sia il minimo possibile, conviene a tale proposito adottare la disposizione a lamelle « incrociate » o « alternate » consistente nel disporre le lamelle stesse in modo che in corrispondenza al traferro dell'una si trovi il giogo della successiva, ecc.

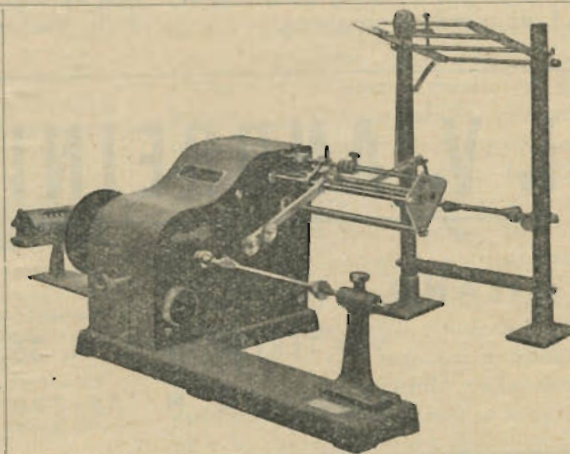
Il nucleo andrà ben stretto nel serrapacco per evitare che ronzi durante il funzionamento.

Si tenga presente che per veri-


# Macchine bobinatrici
**per industria elettrica**

**Semplici:** per medi e grossi avvolgimenti
**Automatiche:** per bobine a spire parallele o a nido d'ape
**Dispositivi automatici:** di metti carta - di metti cotone a spire incrociate

**CONTAGIRI :: TACHIMETRI**
BREVETTI E COSTRUZIONE NAZIONALE

**Ing. R. PARAVICINI** MILANO - Tel. 72-670 Via Durini N. 17

ficare le tensioni dell'avvolgimento per $AT$ (300 + 300 volt) si deve fare uso di un voltmetro per corrente alternata ad alta resistenza (oltre 20.000 ohm).

Per la realizzazione dell'impedenza di filtro si dovrebbero tener presenti molti fattori primo fra i quali la qualità del ferro impiegato, specialmente la permeabilità (o meglio la cosidetta permeabilità incrementale, quella cioè offerta al flusso alternato quando è anche presente il flusso continuo).

Disgraziatamente non è nel più dei casi possibile avere questi dati ed allora diviene anche impossibile fare proficuamente un calcolo dell'impedenza.

In particolare, va notato che il passaggio di corrente continua nell'avvolgimento porta ad una riduzione sensibile della permeabilità del nucleo e quindi provoca una diminuzione di induttanza.

Per ridurre questo inconveniente si monta il nuclo con *traferro*, in modo cioè che il circuito magnetico del nucleo non si trovi perfettamente chiuso ma si chiuda invece attraverso ad un certo spessore di aria (o di materiale isolante). In questo caso il numero di spire necessario per raggiungere lo stesso valore di induttanza (in assenza di corrente continua) è maggiore, ma in compenso il nucleo viene mantenuto assai più lontano dal punto di saturazione e risente molto meno gli effetti della corrente continua.

Nel caso nostro si voleva realizzare una « impedenza » (o più precisamente una *bobina di arresto*) per filtro (da 20 Henry a 60 mA di corrente continua.

Il diametro del conduttore da avvolgere è dato come al solito dalla espressione $d = 0{,}8 \sqrt{I}$. In questo caso il diametro risulta essere 0,2 mm.

Il nucleo dovrà avere la sezione di 6 cm² (2 × 3) e l'avvolgimento sarà composto da 6000 spire. Si farà uso di un traferro di 0,3 mm. Per ottenere questo intento si monteranno tutte le lamelle a forma di *E* da una parte e tutte le lamelle a forma di *I* dall'altra introducendo fra i due gruppi di lamelle uno strato di carta paraffinata da 0,3 mm. di spessore.

Non è garantito che il valore di induttanza della bobina che ne risulta sia realmente di 20 H, si dovrebbe in realtà regolare lo spessore del traferro sino a raggiungere tale valore, ma per un buon funzionamento del filtro non è necessario che il valore di induttanza sia rigorosamente osservato e d'altra parte, con i presenti dati si ottiene un valore di induttanza prossimo a quello voluto.

Per quanto riguarda l'ingombro dell'avvolgimento e la dimensione della finestra del nucleo, rimandiamo il lettore a quanto è già stato detto a proposito dei trasformatori.

**Ricevitore ad una valvola rilevatrice a reazione.**

Chiusa la breve parentesi inerente la costruzione degli alimentatori, riprendiamo lo studio dei ricevitori in ordine di complessità.

Eravamo giunti a descrivere (pag. 262) un ricevitore costituito da un cristallo rivelatore seguito da una valvola amplificatrice, verremo ora ad occuparci di un ricevitore costituito da una sola valvola (più accessori) che svolge da sola e contemporaneamente le funzioni di rivelatrice ed amplificatrice e che ha in più l'applicazione di un principio la cui portata è tale da conferire al ricevitore la sensibilità sufficiente per captare le principali stazioni europee.

Fig. 1

Il principio in oggetto è quello della reazione e può essere applicato in vari modi. Il modo con cui tale principio è applicato nel circuito di fig. 1, è uno dei più semplici e quindi anche uno dei più consigliabili per chi è alle prime armi.


I. V. ANDREINI

MILANO

VIA TERTULLIANO N. 35

TELEFONO N. 55-230

Riparazioni strumenti elettrici di misura

Generatori :: Ondametri :: Voltmetri elettronici :: Apparecchi elettromedicali :: Apparecchi per misure professionali :: Volmetri :: Amperometri :: Milliamperometri :: Microamperometri :: Prova circuiti di qualsiasi tipo e marca :: Strumenti per misure radiotecniche ::

Per comprendere bene il funzionamento dell'apparecchio, bisogna analizzarlo pazientemente e vedere come si compie ciascuna fase delle varie funzioni.

Il complesso costituito da $L_1$, $L_2$ e $C_1$ non rappresenta ormai per il lettore nulla di nuovo; infatti $L_2$ e $C_1$ formano un circuito oscillatorio che viene alimentato dalla corrente di alta frequenza proveniente dall'aereo per via magnetica a mezzo dell'avvolgimento primario $L_1$.

La valvola $V$ è un comune triodo ad accensione diretta che viene acceso con una batteria da 4 volt.

Vediamo intanto come si compie la prima funzione ossia quella di rivelazione.

La d.d.p. ad alta frequenza presente ai capi di $L_2$ ossia di $C_1$, è applicata da un lato direttamente al filamento e dall'altro alla griglia attraverso ad un condensatore fisso da 300 pF.

La griglia si trova dunque ad assumere dei potenziali alternati rispetto al filamento e, per il noto comportamento degli elettroni, ad ogni impulso positivo in griglia scorrerà corrente nel circuito di griglia stesso mentre tale corrente cesserà durante l'impulso negativo.

Ne consegue che nel circuito esterno di griglia scorrerà una corrente di rettificazione dal filamento verso la griglia. Tale corrente, ovviamente, sarà forte quando il segnale che giunge all'aereo è forte e debole nel caso contrario.

La corrente che scorre nel circuito di griglia, essendo costretta a passare attraverso alla resistenza da 1 $M\ \Omega$ produrrà agli estremi di questa una caduta di tensione positiva nel punto in cui entra e negativa nel punto in cui esce ossia negativa verso la griglia e positiva nell'estremo opposto.

Se, come nel caso di una ricezione radiotelefonica il segnale varia ritmicamente di ampiezza essendo costituito da una oscillazione modulata, anche la caduta di tensione nella predetta resistenza da 1 $M\ \Omega$ varietà nella stessa misura riproducendo così l'andamento della frequenza modulatrice ossia della bassa frequenza.

Nel circuito di griglia si sarà dunque compiuta la rivelazione del segnale.

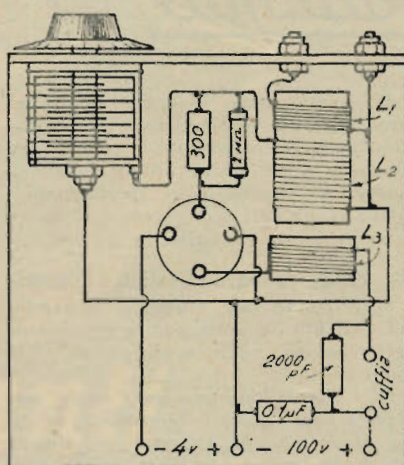



Fig. 2

Veniamo ora alla seconda funzione della valvola ossia a quella di amplificatrice.

Nel circuito anodico (o di placca) della valvola si trova tra l'altro inserita la cuffia ed una batteria anodica atta a rendere positiva la placca, come già si era visto a pag. 260 a proposito dello stadio amplificatore. La valvola è dunque in grado di amplificare e quindi nel circuito di placca ri scontriamo due correnti amplificate e precisamente una corrente di alta frequenza dovuta al fatto che la griglia, attraverso al condensatore da 300 pF risulta disposta in parallelo al circuito oscillatorio, ed una corrente di bassa frequenza dovuta al fatto che la d.d.p. a *BF* presente ai capi della resistenza da 1 $M\ \Omega$ si trova in definitiva, attraverso alla induttanza $L_2$ anch'essa applicata fra filamento e griglia.

La corrente di *BF* presente nel circuito anodico attraversando la bobina $L_3$ passerà anche nella cuffia e sarà quindi in grado di azionarla.

La corrente di *AF* passerà anch'essa attraverso alla bobina $L_3$ e poi attraverso al condensatore fisso da 2000 pF andrà a raggiungere attraverso alla batteria anodica un'altra volta il filamento.

Veniamo infine alla terza funzione della valvola e precisamente a quella particolare applicazione a cui abbiamo precedentemente accennato che va sotto il nome di *reazione*.

La corrente di *AF* che scorre nel circuito anodico non viene lasciata passare inutilmente ma viene utilizzata per una particolare importante funzione consistente nel riportare nel circuito oscillatorio quel tanto di energia ad *AF* sufficiente a compensare le perdite che nel circuito oscillatorio stesso hanno luogo.

Per essere più precisi bisogna dire che le perdite che in tale modo vengono compensate non sono esclusivamente dovute al cir cuito oscillatorio ma si estendono al circuito d'aereo (bobina $L_1$) ed al circuito di ingresso della valvola.

La corrente di *AF* di compensazione o in termine più comune di *reazione* viene trasferita dal circuito anodico della valvola al circuito oscillatorio mediante la bobina $L_3$. Questa infatti, percorsa dalla corrente di *AF* produce un campo magnetico pure ad *AF* del tutto simile a quello che produce $L_1$ ma più intenso perchè dovuto alla corrente amplificata.

Accoppiando la bobina $L_3$ alla $L_2$, il campo magnetico prodotto dalla prima si sovrapporrà a quello presente nella seconda rafforzandolo ed aumentando così le tensioni e le corrnti destate dal segnale nel circuito oscillatorio


**Le annate de « L'ANTENNA » sono la miglior fonte di studio e di consultazione per tutti.**

**In vendita presso la nostra Amministrazione**

| | | |
|---|---|---|
| Anno 1938 | L. | 48,50 |
| » 1939 | » | 48,50 |
| » 1940 | » | 50,— |
| » 1941 | » | 35,— |

Porto ed imballo gratis. Le spedizioni in assegno aumentano dei diritti postali.

**DISPONIBILITÀ DI FASCICOLI degli anni: 1935 - 1936 - 1937**

ANNO 1935 numeri 2, 3, 4, 5, 7 - Lire 1,50 ciascuno.

ANNO 1935 num. dal 9 al 24 L. 2 ciascuno.

ANNO 1936 numeri da 1 a 17 e da 19 a 23 Lire 2,50 ciascuno.

ANNO 1937 numeri 1 - 2 e da 4 a 24 Lire 2,50 ciascuno.

L' offerta vale fino ad esaurimento dell'esistenza.

# Confidenze al radiofilo

*Perdurando, per le attuali contingenze, l'assenza di un buon numero di collaboratori tecnici, dobbiamo limitare, fino a nuovo avviso, il servizio di consulenza a quella sola parte che si pubblica sulla rivista.*
*Sono quindi abolite le consulenze per lettera, e le richieste di schemi speciali.*
*Per le consulenze alle quali si risponde attraverso la rivista, sono in vigore da oggi le seguenti tariffe:*

*Abbonati all'Antenna L. 5*
*Non abbonati L. 10*

**Non si darà corso alle domande non accompagnate dal relativo importo**

### Ds. 4639 - Aldobrando Oris - Milano

*E' possibile separare una banda di basse frequenze (non una sola frequenza) da un'altra a mezzo di appositi filtri che possono essere di vario tipo: passa alto; a filtro di banda; ad eliminazione di banda ecc.*
*La larghezza della banda passante è funzione dell'acutezza di sintonia del filtro ossia del suo rendimento e dipende dalle sue caratteristiche costruttive, qualità dei materiali usati ecc. Elementi teorici per il calcolo di tali filtri li potrete desumere consultando il volume Circuiti Elettrici dell'Ing. Mannino Patanè. Potranno pure esservi utili i nomogrammi per il calcolo dei filtri pubblicati sull'Antenna n. 15, anno 1941 e n. 4-5-6 anno 1942.*

### Ds. 4640 - Nicchia Luigi - Genova

*Non siamo in possesso dei dati costruttivi del volmetro a valvola 726 A da voi richiestici e non possiamo perciò fornirvi schiarimento alcuno in merito. Vi consigliamo quindi di costruire il voltmetro a valvola descritto a pag. 683 sul n. 20 dell'Antenna anno 1937. Potrete sostituire la 6 F 5 non reperibile sul ns. mercato con una 6 a 7 GT lasciando invariati i valori del circuito.*

### Ds. 4641 - Cavallera Fernando - Regina Margherita

*E' naturale che omettendo l'autotrasformatore di bassa frequenza nel superreflex dell'Ing. Napolitano il rendimento sia scarso. Se non siete nella possibilità di costruirvi tale autotrasformatore vi conviene usare in sua vece un buon trasformatore di bassa frequenza rapporto 1/3 collegando il primario con un capo al condensatore di accoppiamento e con l'altro a massa; il secondario con un capo pure a massa e con l'altro alla griglia della finale. Le tensioni indicate sono normali.*

*Il capacitametro descritto nel misuratore universale del Disnan può benissimo formare un circuito a se e se realizzato a dovere è di ottimo funzionamento. E' necessario ci specifichiate i difetti riscontrati non potendo altrimenti darvi alcun consiglio in merito.*

### Ds. 4642 - Edgardo Ceolato - Coggiola

*Si risponde alle vostre 2 domande:*
*I. - Il filo da usare per la costruzione della bobina onde medie è da 3/10 smaltato.*
*II. La bobina per onde corte sarà avvolta con filo da 6/10 smaltato su tubo di cartone bachelizzato del diametro di 30 mm. e sarà composta di otto spire spaziate di 1 mm. con presa al centro.*

### Ds. 4643 - Vanzini Renzo - Milano

*Lo schema inviatoci è esatto. I valori che vi interessano sono: R=25 ohm, I=250 ohm.*
*La corrente anodica richiesta dal ricevitore si aggira sui 110 mA circa; il trasformatore di alimentazione deve quindi poter erogare tale corrente senza scaldarsi oltre il normale durante il funzionamento.*

### Ds. 4644 - Mario Giachi - Firenze

*La scarsa selettività che riscontrate nel vostro monovalvolare dipende dal fatto che l'antenna è collegata direttamente al circuito oscillante di sintonia. E' necessario perciò aggiungere a due o tre millimetri di distanza dal suddetto avvolgimento di sintonia, dal lato di questo collegato alla massa, una ventina di spire di filo di rame smaltato da 2 o 3/10 che fungano da primario d'aereo. Ad un capo di questo collegherete l'antenna, l'altro andrà a terra. Avrete così una ricezione meno potente, ma in compenso assai meno disturbata.*
*Il ronzio è invece causato da fenomeni capacitivi fra filamento e catodo della rivelatrice, per eliminarli basterà all'uopo connettere alla massa uno dei due capi del filamento di accensione che attualmente forma un circuito chiuso a se stante. Negli schemi elettrici si usa contrassegnare le capacità con la lettera C e le resistenze con la lettera R.*

### Dlr. 4645 - Laboratorio Kofler - Bassano del Grappa

*Per costruire il sistema di accoppiamento con ferro al silicio, perdita 1,3 watt per un microfono a nastro i dati sono i seguenti:*
Trasf. microfonico — *Prim. 0,1 a 0,5 ohm, sec. 500 ohm, nucleo cm.² 3 ÷ 4; primario spire 24 di filo ∅ 0,8 a 0,9 mm. smalto, secondario spire 860 filo ∅ 0,12 mm. smalto.*
Trasformatore di linea — *Prim. 500 ohm, secondario circa 15.000 ohm, nucleo cm.² 6,5; primario 796 spire ∅ 0,12 mm., secondario 8650 spire, ∅ 0,06 mm.*
*Per ragioni di ingombro sarebbe però preferibile costruire per lo meno il trasformatore microfonico con nucleo in permalloy, in tal caso la sezione del nucleo dovrebbe essere di 1 cm.² e le spire primarie ridotte a 18 di ∅ 0,09 mentre il secondario risulterebbe di spire 635 ∅ 0,05 o 0,06. Il rendimento sarebbe anche migliore.*
*E' preferibile la costruzione con primario in sandwich.*

### Ds. 4646 - Amato Nicola - Molfetta

*La modifica indicata va bene; è però necessario disporre fra catodo e massa una resistenza di un migliaio di ohm con in parallelo un condensatore del tipo elettrolitico a cartuccia da 10 mt. 30 V. per polarizzare negativamente la griglia.*
*Potete però per un così minuscolo apparecchio realizzare un alimentatore assai più economico e di pari rendimento. Troverete i dati occorrenti nell'articolo « Ricevitori monovalvolari » del dott. De Stefani pubblicato sull'Antenna n. 3 corrente anno.*

I manoscritti non si restituiscono. Tutti i diritti di proprietà artistica e letteraria sono riservati alla Società Anonima Editrice « Il Rostro ».

La responsabilità tecnico-scientifica dei lavori firmati, pubblicati nella rivista, spetta ai rispettivi autori.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione lire Una in francobolli.

S. A. ED. « IL ROSTRO »
Via Senato, 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile

LA STAMPA MODERNA - Via Reina N. 5 - MILANO

## PICCOLI ANNUNCI

**Lire 1,— alla parola; minimo 10 parole per comunicazioni di carattere privato. Per gli annunci di carattere commerciale, il prezzo unitario per parola è triplo.**

I « piccoli annunzi » debbono essere pagati anticipatamente all'Amministrazione de l'« Antenna ».
Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di 12 parole all'anno (di carattere privato).

VENDO, cambio, valvole, materiale usato per esperienze. - De Leo, via Donatello, 27 - Milano.

CEDO annate rivista Radio - Acquisto libri Ravalico, Angeletti, materiale. - Giaretto, Barolo, 13 - Torino.

COMPRO materiale radio, buone condizioni. - Vendo libri, giornali. - Enzo Martinelli, Buonamici, 6 - Lucca.

VENDO materiale, riviste radio, collezione francobolli. - Compro materiale. - Casale, Umberto, 78 - Torino.

AM 4-941
MAGNETI MARELLI
Impianti
Diffusione
Sonora
FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI S. A. - MILANO
CAPITALE SOCIALE L. 150.000.000